SABER
ELECTRÓNICA

Editorial QUARK
Nº 39
A 29.000
Año 4 1990

VIDEOCOP

DISTRIBUIDOR REFORZADOR PARA COPIAS DE VIDEO

RADIOARMADOR

ANTENAS PARA RADIOAFICIONADOS

TV

TECNICAS DE SINCRONIZACION

AUDIO

ACOPLAMIENTOS INTERETAPAS

VIDEOGRABACION

CINTAS MAGNETICAS

MONTAJES

ENCENDIDO ELECTRONICO PARA MOTOS - SENSOR DIGITALIZADO DE FUSIBLE - ANTIRROBO PARA AUTOS - DETECTOR DE PESO

"SABER ELECTRONICA"

Informaciones útiles, características de componentes, tablas, fórmula de gran importancia para el estudiante, el técnico y el hobista. Todos los meses, las fichas de esta colección traerán las informaciones que usted precisa. Debido a su practicidad, permiten la consulta rápida, inmediata, inclusive en el taller, sin dificultad. Recórtelas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartón. ¡Haga como quiera, pero no se pierda ninguna!

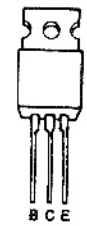
Nº 117 - REV. Nº 39

TRANSISTORES	BD239	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Transistor de silicio de potencia NPN para 30W a 25°C (Texas)

CARACTERISTICAS

VCE (RBE = 100 ohm): BD239 = 55V
BD239A = 70V
BD239B = 90V
BD239C = 115V
BD239D = 160V
BD239E = 180V
BD239F = 200V



VBE: 5V
IC: 2A
PD: 30W
fT (mín.): 3 MHz
(versión europea del TIP29)

Nº 118 - REV. Nº 39

TABLAS	TV SATELITE - FRECUENCIAS	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

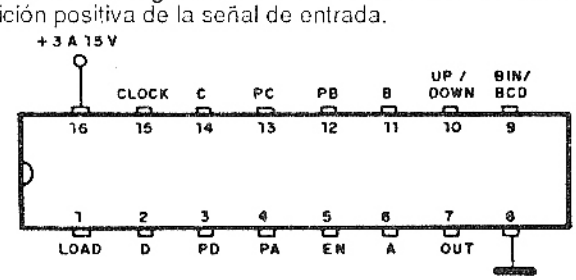
Damos a continuación las frecuencias de transponders (12) de satélites de TV. Los valores centrales definen los transponders adyacentes, habiendo una banda de 40MHz definida. Las indicaciones H y V definen la polarización (horizontal o vertical).

Transponder	Banda (MHz)	Polarización
1 (1)	3700 - 3720 - 3740	H
2	3720 - 3740 - 3760	V
3 (2)	3740 - 3760 - 3780	H
4	3760 - 3780 - 3800	V
5 (3)	3780 - 3800 - 3820	H
6	3800 - 3820 - 3840	V
7 (4)	3820 - 3840 - 3860	H
8	3840 - 3860 - 3880	V
9 (5)	3860 - 3880 - 3900	H
10	3880 - 3900 - 3920	V

Nº 119 - REV. Nº 39

INTEGRADOS CMOS	4029	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

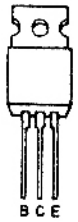
Contador progresivo-regresivo y divisor por 10 ó 16 (sincrónico). Este integrado consiste en un contador-divisor programable por 10 ó 16, tanto progresivo como regresivo, preseteable. En la operación normal "Load" se mantienen en LO. Si se pone a tierra el pin 9 la unidad cuenta hasta 10. Si se eleva el pin 9 al nivel HI, el contador cuenta hasta 16. Si el pin 10 fuera HI el contador cuenta progresivamente, y si fuera LO cuenta regresivamente. La unidad avanza una unidad en la transición positiva de la señal de entrada.



TRANSISTORES	**BD240**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

CARACTERISTICAS

VCE (RBE = 100 ohm): BD240 = -55V
BD240A = -70V
BD240B = -90V
BD240C = -115V
BD240D = -160V
BD240E = -180V
BD240F = -200V



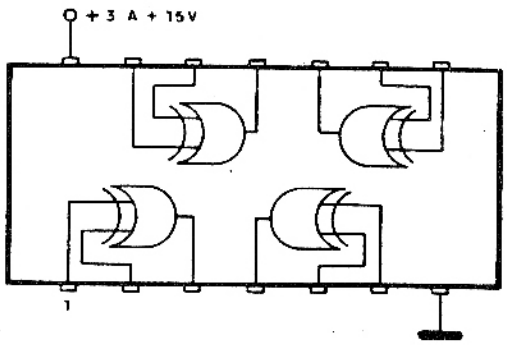
VBE : 5V
IC : -2A
PD : 30W
fT (mín.): 3MHz
(versión europea del TIP30)

TABLAS	**TV SATELITE - FRECUENCIAS**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Transponder	**Banda (MHz)**	**Polarización**
11 (6)	3900 - 3920 - 3940	H
12	3920 - 3940 - 3960	V
13 (7)	3940 - 3960 - 3980	H
14	3960 - 3980 - 4000	V
15 (8)	3980 - 4000 - 4020	H
16	4000 - 4020 - 4040	V
17 (9)	4020 - 4040 - 4060	H
18	4040 - 4060 - 4080	V
19 (10)	4060 - 4080 - 4100	H
20	4080 - 4100 - 4120	V
21 (11)	4100 - 4120 - 4140	H
22	4120 - 4140 - 4160	V
23 (12)	4140 - 4160 - 4180	H
24	4160 - 4180 - 4200	V

INTEGRADOS CMOS	**4030**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Cuatro puertas Exclusive OR. Cada una de las puertas se puede usar independientemente. Se recomienda usar el 4070 ó 4507 en lugar de éste.



SABER
ELECTRÓNICA

Editorial QUARK
Nº 39
Año 4
Septiembre
1990

SECCIONES FIJAS
Fichas 1
Del editor al lector 4
Noticias y novedades 10
Sección del lector 79

ARTICULO DE TAPA
Videocop 5

AYUDA AL PRINCIPIANTE
Sirena experimental de neón 14

COMO FUNCIONA
Filtros sin bobinas 16

MONTAJES
Encendido electrónico para motos 19
Sensor digitalizado de fusible 21
Protector antirrobo para el auto 26
Detector de pesc 28

TECNOLOGIA DE PUNTA
Darlingtons de potencia
para sistemas de encendido (conclusión) 34

OPTOELECTRONICA
Fibras ópticas (2da parte) 42

TV
Técnicas de sincronización 48

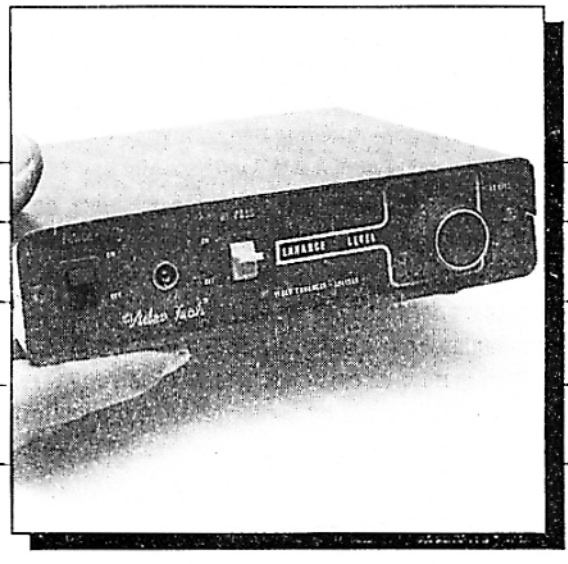
VIDEO
Cintas magnéticas: mejoras sustanciales 57

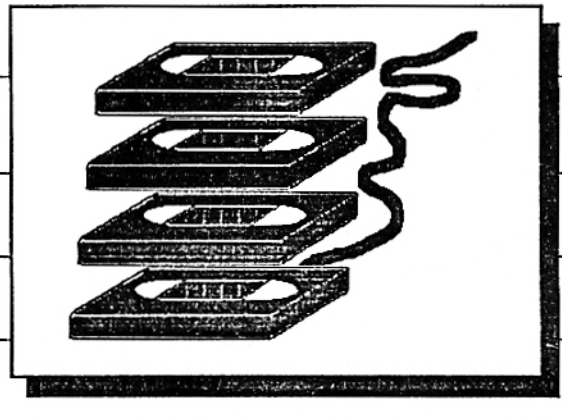
AUDIO
Acoplamientos interetapas 60

RADIOARMADOR
Antenas prácticas para radioaficionados 65

RADIOCONTROL
Circuitos conversores 68

CURSOS
Semiconductores y Transistores - Lección 4 71





DEL EDITOR AL LECTOR

Bien, amigos de SABER ELECTRONICA, una vez más estamos juntos para leer la mejor revista de electrónica.
Muchos de ustedes se preguntarán por el concurso. Las respuestas que podemos dar por el momento son muy satisfactorias ya que la cantidad de cupones enviados superaron ampliamente nuestras espectativas. Desde ya les agradecemos a todos los participantes por el apoyo y la confianza que nos dan.
El próximo número los informará, en forma completa, de todos los resultados de este gran concurso-encuesta. Pero, para aquellos que quieran presenciar el sorteo los invitamos el 16 de septiembre a las 18hs. a Electronia '90, donde elegiremos al azar a los ganadores del concurso.
Para los amantes de la electrónica este número trae un gran cúmulo de notas para que se diviertan durante este mes. Dos de ellas son las referidas a video, una nueva sección creada por pedido de los lectores. La primera es el artículo de tapa, Videocop, que funciona como distribuidor y reforzador de señales de video. La otra, es la que trata sobre cintas magnéticas. Como verán, sus pedidos no se hacen esperar.
Pero ya que hablamos de pedidos tenemos otra buena noticia para darles: el mes que viene lanzaremos a la venta EL KIT COMPLETO DEL SCORPION. Este incluye, para aquellos que no tienen la revista Saber Electrónica Nº1, un manual de instrucciones para el armado.
Para los interesados en encendidos electrónicos culminamos en esta edición con el artículo de Darlingtons de potencia, pero, para que sea completo, creamos un encendido para motos. Creemos que con las tres últimas entregas de nuestra revista tendrán el material suficiente para especializarse en encendidos para diversas aplicaciones.
Todo lo enumerado hasta el momento es sólo una parte de este número. Lo demás lo descubrirá en las páginas siguientes. Pero antes pasemos al ejercicio del mes:

EJERCICIO

En muchísimas revistas y medios de comunicación se realizan encuestas y sorteos. Pero, para qué sirven.
a) para aumentar las ventas.
b) para hacer publicidad, ya que se lo promociona en otros medios.
c) para obtener datos estadísticos que mueren en un escritorio.
d) para conocer las inquietudes del lector y premiarlo por todo el apoyo que brindadan.

Seguramente ustedes identificaron a Saber Electrónica con la última respuesta. Gracias. Nos vemos el mes que viene deseándoles toda la buena suerte en el concurso

Profesor Elio Somaschini

SABER ELECTRONICA Nº 39 - SEPTIEMBRE 1990

Editorial QUARK

Correspondencia:
Rivadavia 2431 Entrada 4 - Piso 1 - Of. 3
Capital (1034) TE. 47-7298

SABER ELECTRONICA

Editor Responsable:
Bernardo J. S. Rusquellas

Director Técnico:
Prof. Elio Somaschini

Jefe de Redacción:
Claudio E. Veloso

Administración:
A. C. May

COLABORADORES:

Arte y diseño:
Mario a. de Mendoza

Traducción:
Ma. Hilda Quinteros

Fotografía:
Clevelart

Correspondencia:
Pablo M. Dodero

Corrección:
Liliana Rocca

DISTRIBUCION CAPITAL:
Mateo Cancellaro e Hijo
Echeverría 2469 - 5º "C" - Cap.

INTERIOR
Distribuidora Bertrán S.A.C.
Santa Magdalena 541 - Cap.

URUGUAY:
Verriel y Martínez - Paraná 750 - Montevideo - R.O.U. - TE. 92-0723 y 90-5155

CHILE
Alfa - Carlos Valdovino 251 - Santiago de Chile 551-6511

SABER ELECTRONICA es una publicación mensual de Editorial QUARK, editora propietaria de los derechos en castellano.

Editor Internacional:
Helio Fittipaldi

Director Técnico Internacional:
Newton C. Braga

Copyright by Editora Saber Ltda., Brasil
Derecho de Autor: R Nº 1508

Impresión:
Mariano Más, Buenos Aires, Argentina

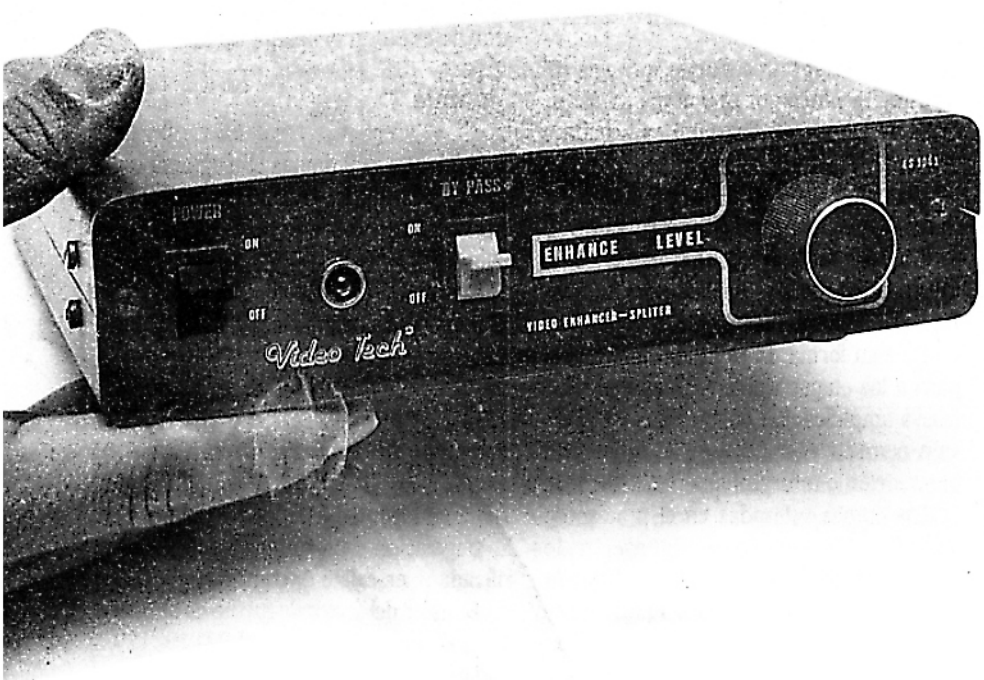
La editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la Editorial..

VIDEOCOP

Reforzador-Distribuidor para copia de video

Describimos un equipo muy útil para los lectores que acostumbran realizar copias de cintas de video o que hacen la distribución de señal de una videocasetera a varios televisores. Reforzando la señal de luminancia, nuestro circuito es también un "recuperador" capaz de realizar el contraste que normalmente se pierde por la atenuación de la señal en la transmisión de un aparato a otro o en la propia degradación de la cinta debido al tiempo y el uso. Bastante sencillo de montar y totalmente transistorizado, este equipo usa componentes de fácil obtención

Por Newton C. Braga



La realización de copias de cintas de video presenta diversos tipos de problemas para los que no poseen un equipo profesional apropiado. Además de lo incómodo de poder copiar solamente una cinta por vez existen los problemas de pérdida de calidad de la imagen copiada, ya que frecuencias importantes de la banda de video pueden ser atenuadas en el proceso.

El aparato que describimos permite la realización de la copia de cintas para diversos aparatos, sin estas pérdidas y además, permite destacar el contraste, pues posee un reforzador sólo para la banda correspondiente de la señal de video.

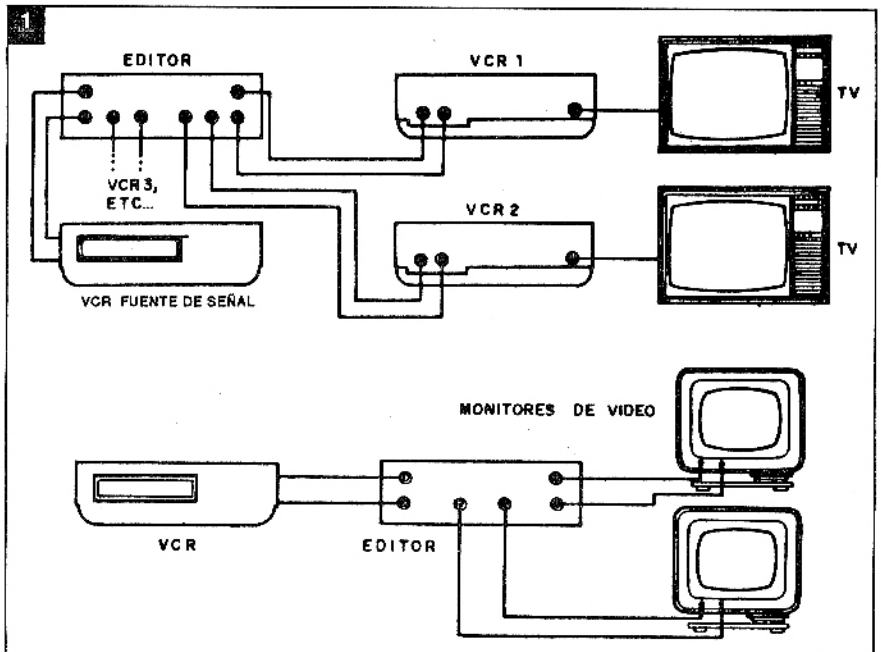
El aparato también puede ser usado en la recuperación de cintas que hayan perdido la "vivacidad" de la imagen, pues puede reforzar justamente las señales atenuadas, por diversos motivos, durante el proceso de copia.

Está claro que la utilización de tal equipo no se restringe a los profesionales del video. Como herramienta fundamental de trabajo para los profesionales que realizan filmaciones en video de casamientos, bautizmos y cumpleaños, posibilitando la edición de varias cintas (que pueden ser adquiridas por los clientes y sus parientes), también sirve al aficionado que coleccione programas grabados en la TV, que desea copias con finalidades didácticas o comerciales. Damos algunos ejemplos:

* Personas que quieren copiar programas grabados por amigos a partir de estaciones comerciales de TV, como reportajes en los que ellos mismos hayan aparecido, series educativas o deportivas, etc.
* Profesionales de ventas que desean editar cursos de entrenamiento para envio a agencias distantes.
* Escuelas que desean producir programas didácticos.

El aparato también sirve como distribuidor de señales de video, en hoteles, escuelas, centrales de pasajeros, tiendas, etc.

La existencia de una entrada con di-



Aplicaciones del aparato como editor de video y distribuidor de audio y video.

versas salidas, sin pérdidas o problemas de adaptación de impedancia, permite su utilización en la distribución de un programa generado en una videocasetera a diversos televisores, como sugiere la figura 1.

Las principales características del aparato son:

- Entrada de video no balanceada: 1/Vpp, 75 ohm
- Salida de video no balanceada: 1/Vpp, 75 ohm
- Entrada y salida de audio: tipo "loop-through"
- Alimentación: 110/220V, 10 watt, 50/60Hz
- Recuperador: refuerzo mínimo de 6dB en la región de 2MHz
- Dimensiones del prototipo: 52 x 200 x 175 mm

Cómo funciona

La señales de audio, aplicadas a la entrada correspondiente, pasan directamente a las salidas, sin atenuación o refuerzo (loop-through).

La señal de video, mientras tanto, es n circuito amplificador con s que permiten el refuerzo de determinadas frecuencias que nos interesan. Pasando por una etapa inicial de amplificación (Q13) la señal es llevada a un circuito sintonizado que permite desviar hacia la tierra la señal de croma, dejando solamente la señal de luminancia.

En este punto tenemos el único ajuste del aparato, que será explicado en la parte final del artículo.

De esta forma, la señal de luminancia pasa a las etapas siguientes, donde recibe nueva amplificación hasta llegar a P1 que va a permitir el control de su intensidad (atenuación o refuerzo).

Las etapas utilizadas en el proceso de amplificación son en configuración de emisor común o colector común ya que la frecuencia máxima de las señales trabajadas no va más allá de algunos megahertz.

La señal reforzada en nivel, determinado por el ajuste de P1, es aplicada a una etapa final de amplificación, formada por Q4 y Q5, y después a 5 transistores de distribución.

El circuito posee una llave by-pass que permite la transferencia de la señal directamente a las salidas, sin refuerzo o atenuación. Pero el circuito debe permanecer conectado cuando está en esta función, pues las etapas amplificadoras que actuarán de modo lineal, estarán en el recorrido de esta señal.

Observe que la señal de croma, que mantiene la intensidad original, es llevada a la salida, vía R31, C11 y R2.

Los transistores de la etapa de distribución (5) están en la configuración de colector común, de modo de presentar una baja impedancia de salida, de acuerdo con lo exigido por los equipos que deben recibir las señales.

Además, estas etapas aislan la fuente de señal del circuito de carga, no "cargando" el circuito, lo que provocaría alteraciones en el nivel de la señal.

La fuente de alimentación es del tipo común, con un zener de 12V en la referencia de tensión, excitando un BD135. Como todos los circuitos son de baja potencia, la corriente drenada es muy pequeña. No hay ni siquiera la necesidad de montar el transistor en un disipador de calor.

Montaje

En la figura 2 damos el diagrama completo. En la figura 3 tenemos la placa de circuito impreso sugerida para este montaje.

Los resistores son todos de 1/8W con 10% de tolerancia o menos y los transistores son comunes. Para los NPN usamos los BC548B, excepto el de la fuente que tanto puede ser un BD135 o TIP31, sin la necesidad de disipador, y para los PNP usamos los BC237B. Para el caso del TIP31 en lugar del BD135 recordamos que la disposición de terminales debe ser verificada pues existe diferencia.

El zener del sector de fuente es de 12V x 400mW como por ejemplo el BZX79C12V.

Los diodos rectificadores pueden ser los 1N4004 o equivalentes y los demás diodos BAW62 ó 1N4148.

Los electrolíticos son del tipo de terminales paralelos con tensiones de trabajo de 16 ó 25V como se indica en la lista de materiales. Los demás capacitores son cerámicos.

El potenciómetro P1 es lineal y eventualmente puede tener llave de corte. En el caso del prototipo, mientras tanto, se usó

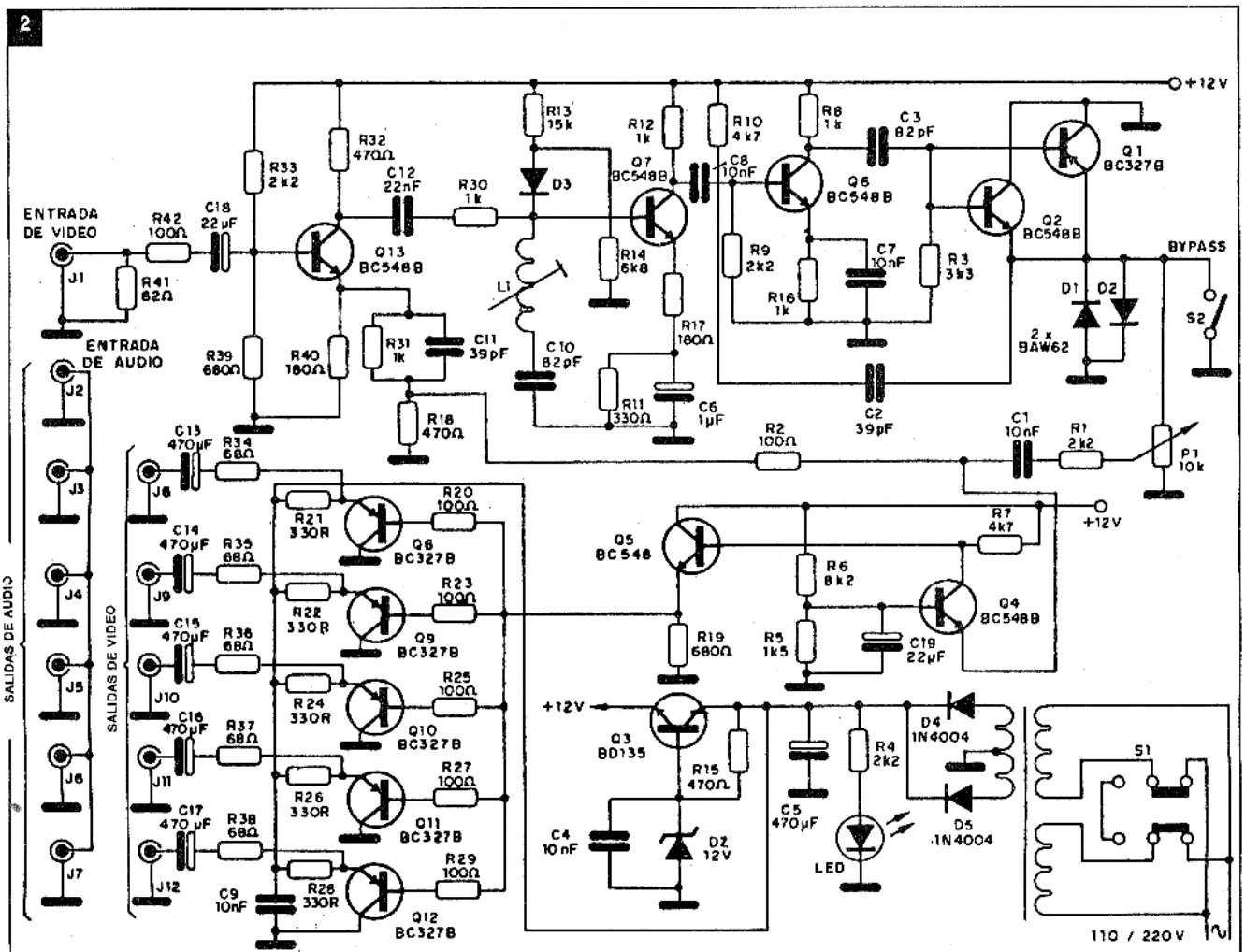


Diagrama completo del Videocop.

llave separada para conectar y desconectar la alimentación de la unidad.

La llave "By-pass" también es del tipo 1 polo de corte. En la parte posterior del aparato se incluye una llave para conmutar las tensiones de alimentación, permitiendo su conexión en 110 ó 220V.

En la parte posterior de la caja tenemos también los conectores del tipo RCA para entrada y salida de señal. Podemos usar un bloque de dos terminales para entrada de video y audio y un bloque de 10 conectores para las salidas de video y audio.

Es importante observar que en las conexiones a los aparatos alimentados se deben usar **cables adecuados para video y audio** (con malla).

La bobina L1 consiste en un choque de 82µH con núcleo ajustable. Unas 80 a 100 vueltas de alambre esmaltado 32 AWG (0,2019 mm) en una horma de 0,5 cm de diámetro con núcleo ajustable debe resultar en una inductancia próxima al ideal y que puede ser compensada por el ajuste.

El transformador tiene primario para dos tensiones y secundario de 9 + 9V con por lo menos 250mA de corriente. El led indicador es rojo común, tratándose de un elemento opcional en el montaje.

Ajustes y uso

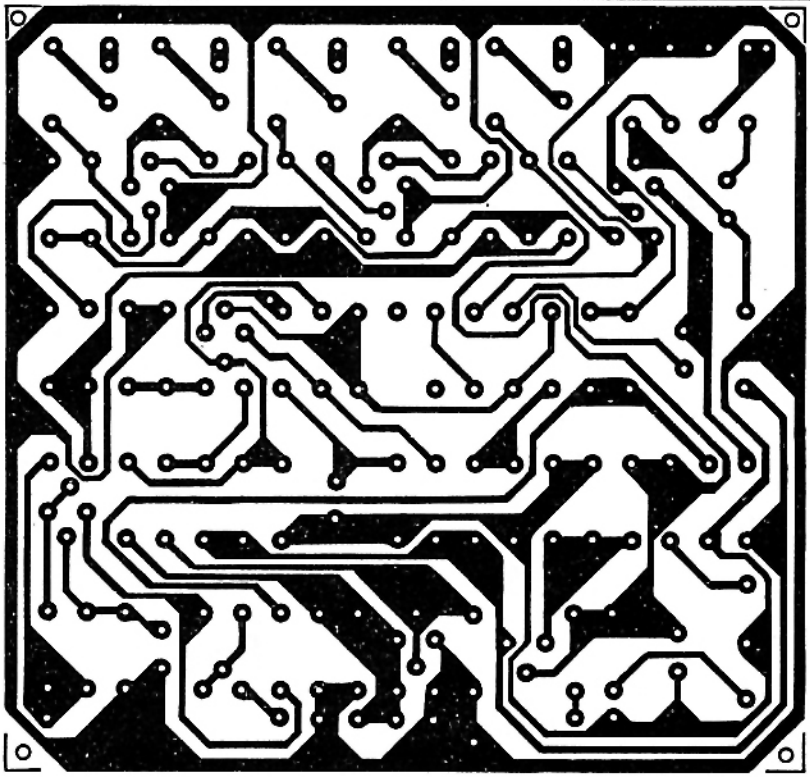
Para ajustar podemos usar el osciloscopio, aplicando una imagen de prueba en la entrada y ajustando el núcleo de la bobina para obtener la desaparición de la señal de croma. La señal para el osciloscopio es retirada del colector de Q7 (figura 4).

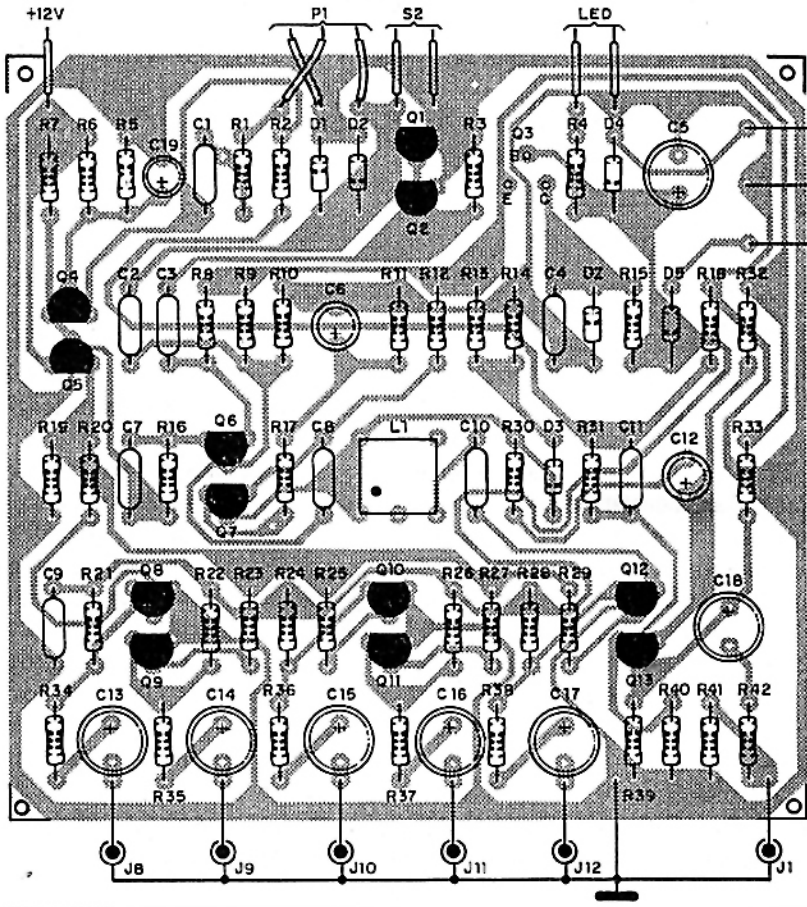
El ajuste también puede hacerse sin un osciloscopio, usando para esto la llave "by-pass" y abriendo P1 para refuerzo máximo. Abriendo y cerrando S2 se ajusta el núcleo de L1 para que se obtenga el efecto de refuerzo de contraste.

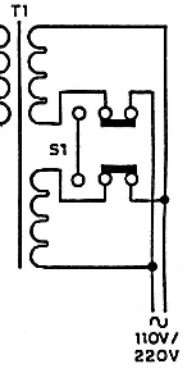
Para utilizar el aparato es muy importante usar cables adecuados para video y audio. En la figura 5 tenemos el modo de hacer la conexión del sistema de copia de cintas.

El ajuste del nivel de refuerzo en P1 se hace de acuerdo con la imagen obtenida en el aparato que recibe la señal. ✪

3

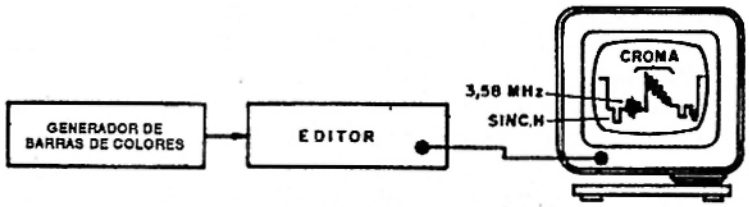






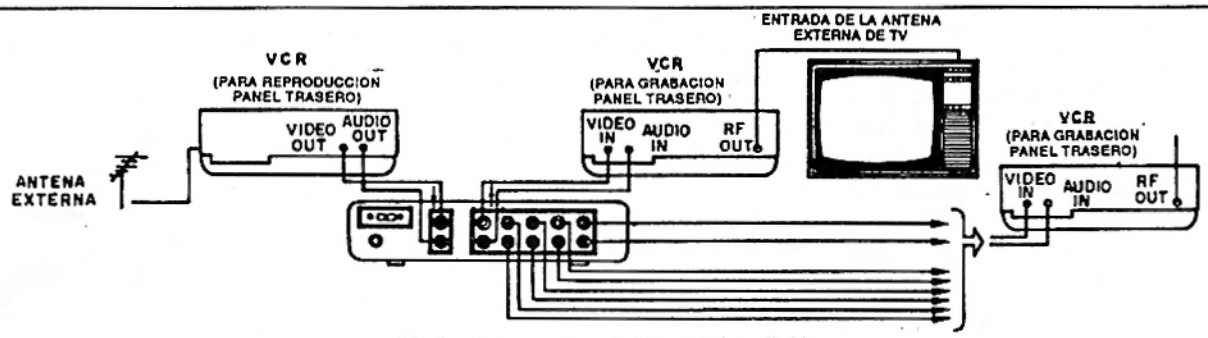
Diseño de la placa de circuito impreso del Videocop.

4



Uso del osciloscopio para ajuste del circuito.

5



Modo de conectar el sistema de edición.

LISTA DE MATERIALES

Q1, Q8, Q9, Q10, Q11, Q12 - BC327B o equivalente - transistores PNP de silicio
Q2, Q4, Q5, Q6, Q7, Q13 - BC548B o equivalente - transistores NPN de silicio
Q3 - BD135 - transistor NPN de media potencia
Dz - BZX79C12V - diodo zener 12V x 400mW
D1, D2 - BAW62 - diodos de silicio ó 1N4148
D4, D5 - 1N4004 - diodos de silicio
D3 - BAW62 ó 1N4148 - diodo de silicio de uso general
T1 - transformador con primario de 110/220V y secundario de 9 + 9V con 250mA o más
P1 - 10kΩ - potenciómetro lineal
L1 - ver texto
S1 - llave conmutadora de tensión 110/220V
S2 - interruptor simple (palanca - llave on/off)
C1 - 10nF - capacitor cerámico
C2 - 39pF - capacitor cerámico
C3 - 82pF - capacitor cerámico
C4 - 10nF - capacitor cerámico
C5 - 470µF x 25V - capacitor electrolítico
C6 - 1µF x 16V - capacitor electrolítico
C7 - 10nF - capacitor cerámico
C8 - 10nF - capacitor cerámico
C9 - 10nF - capacitor cerámico
C10 - 82pF - capacitor cerámico
C11 - 39pF - capacitor cerámico
C12 - 22nF - capacitor cerámico
C13, C14, C15, C16, C17 - 470µF x 12V - capacitores electrolíticos
C18 - 22µF x 12V - capacitor electrolítico
C19 - 22µF x 12V - capacitor electrolítico
R1 - 2,2kΩ - resistor (rojo, rojo, rojo)
R2 - 100Ω - resistor (marrón, negro, marrón)
R3 - 3,3kΩ - resistor (naranja, naranja, naranja)
R4 - 2,2kΩ - resistor (rojo, rojo, rojo)
R5 - 1,5kΩ - resistor (marrón, verde, rojo)
R6 - 8,2kΩ - resistor (gris, rojo, rojo)
R7 - 4,7kΩ - resistor (amarillo, violeta, rojo)
R8 - 1kΩ - resistor (marrón, negro, rojo)
R9 - 2,2kΩ - resistor (rojo, rojo, rojo)
R10 - 4,7kΩ - resistor (amarillo, violeta, rojo)
R11 - 330Ω - resistor (naranja, naranja, marrón)
R12 - 1kΩ - resistor (marrón, negro, rojo)
R13 - 15kΩ - resistor (marrón, verde, naranja)
R14 - 6,8kΩ - resistor (azul, gris, rojo)
R15 - 470Ω - (amarillo, violeta, marrón)
R16 - 1kΩ - resistor (marrón, negro, rojo)
R17 - 180Ω - resistor (marrón, gris, marrón)
R18 - 470Ω - resistor (amarillo, violeta, marrón)
R19 - 680Ω - resistor (azul, gris, marrón)
R20, R23, R25, R27, R29 - 100Ω - resistores (marrón, negro, marrón)
R21, R22, R24, R26, R28 - 330Ω - resistores (naranja, naranja, marrón)
R30 - 1kΩ - resistor (marrón, negro, rojo)
R31 - 1kΩ - resistor (marrón, negro, rojo)
R32 - 470Ω - resistor (amarillo, violeta, marrón)
R33 - 2,2kΩ - resistor (rojo, rojo, rojo)
R34, R35, R36, R37, R38 - 68Ω - resistores (azul, gris, negro)
R39 - 680Ω - resistor (azul, gris, marrón)
R40 - 180Ω - resistor (marrón, gris, marrón)
R41 - 82Ω - resistor (gris, rojo, negro)
R42 - 100Ω - resistor (marrón, negro, marrón)
LED - led rojo común
J1 a J12 - enchufes RCA

Varios: placa de circuito impreso, cable de alimentación, botón para el potenciómetro, cables, soldadura, tornillos, tuercas, separadores, caja para el montaje, etc.).

SIRENA EXPERIMENTAL DE NEON

Como la electrónica se aprende armando, volvemos a ofrecer en esta sección un montaje sencillo y didáctico. Se trata de un montaje experimental que busca demostrar el funcionamiento de una lámpara neón como osciladora de audio. La señal producida es aplicada a un transformador obteniéndose un sonido de pequeña intensidad. Pocos componentes, algunos de desecho, para un montaje interesante.

Por Newton C. Braga

Las lámparas neón poseen una característica de resistencia negativa que permite su aprovechamiento como dispositivos activos en circuitos oscilantes. Esta resistencia negativa puede observarse por la curva de la figura 1, donde se grafica el comportamiento de la lámpara neón.

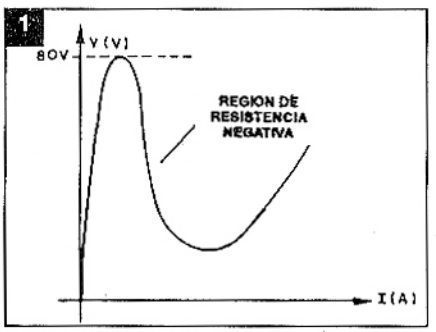
Inicialmente una lámpara neón presenta una resistencia elevada al pasaje de la corriente hasta el punto en que la tensión llega alrededor de 80V. En este punto ocurre la ionización del gas y la resistencia de la lámpara cae abruptamente. Es este sector de caída de resistencia que es aprovechado en el funcionamiento de un oscilador de relajación.

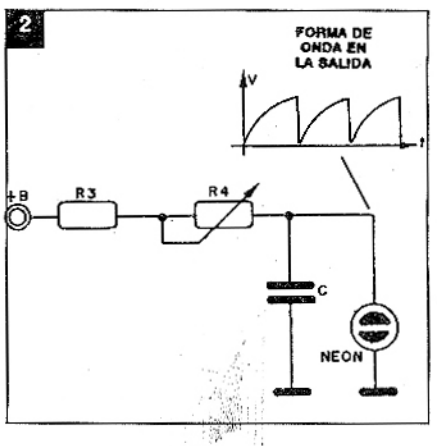
El circuito que presentamos oscila en la banda de audio, o sea, con frecuencias entre 16 y 10.000Hz que, cuando son aplicadas a un parlante común, tienen como resultados, sonidos.

Cómo funciona

Para alimentar el circuito necesitamos una tensión mayor que 80V ya que la lámpara neón no se ioniza con menos.

El circuito es entonces conectado a la red de 110V ó 220v vía un rectificador con diodo 1N4004 ó equivalente.





La tensión continua obtenida alimenta un oscilador de relajación que tiene en la lámpara neón, R4 y R3, además del capacitor C2, los elementos principales. (Figura 2).

El capacitor se carga entonces vía resistor, de modo que cuando llegamos a la tensión de disparo la lámpara se ioniza provocando con su baja resistencia la descarga del capacitor.

Obtenemos entonces una carga y descarga constante que resulta en una señal pulsante (diente de sierra) en la frecuencia que depende justamente de los valores de los componentes asociados. Esta frecuencia es dada por la constante de tiempo RC del circuito, o sea, por el valor del capacitor y del resistor.

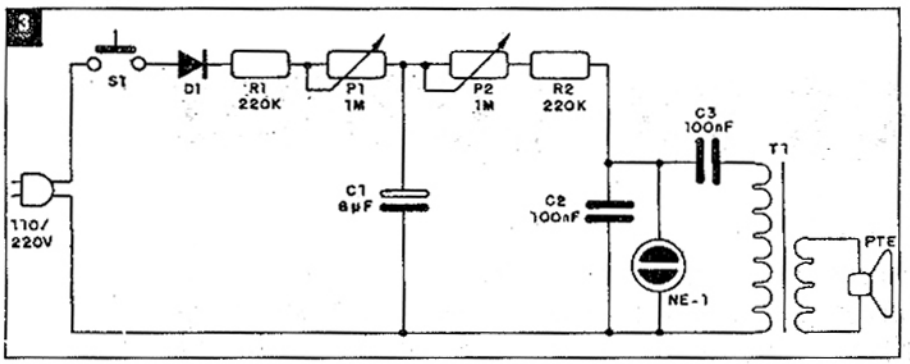
La señal es enviada al parlante a través de un transformador (T1), ya que este componente es de baja impedancia y el circuito de alta. Sin el transformador la señal no sería convenientemente transferida al parlante y el sonido sería extremadamente bajo.

Montaje

En la figura 3 damos el diagrama completo de este oscilador.

El montaje realizado en un puente de terminales, que se fijará en una base de madera, aparece en la figura 4.

Al realizar el montaje tenga cuidado con las polaridades de los componentes. El transformador recomendable es de salida para válvulas como la 6BQ5 ó 6AQ5



con por lo menos 2.000 ohm de impedancia de primario y secundario de 4 a 8 ohm, según el parlante usado. El circuito tiene dos ajustes, R1 y R2, en los cuales se puede imitar el sonido de sirena. Los capacitores deben tener todos tensiones de trabajo superiores a 250V si la red fuera de 110V y superiores a 400V si la red fuera de 220V.

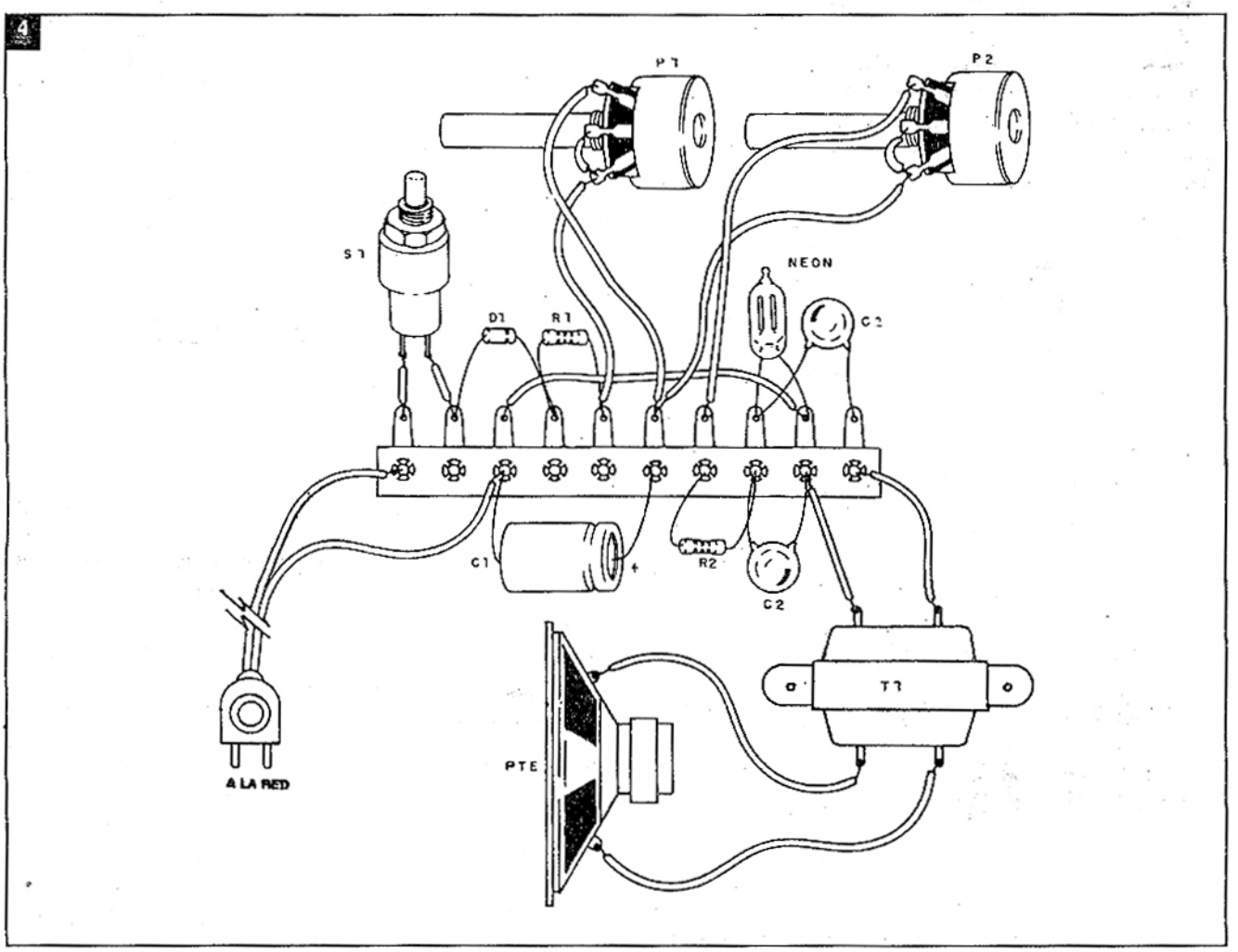
Prueba y uso

Para probar basta presionar S1 y ajustar los dos controles de modo de obtener el sonido deseado.

Si el sonido fuera muy bajo, el problema puede estar en el transformador con impedancia de primario muy baja también. ✪

LISTA DE MATERIALES

D1 - 1N4004 o BY127 - diodo de silicio
R1 - 220k x 1/8W - resistor (rojo, rojo, amarillo)
R2 - 220k x 1/8W - resistor (rojo, rojo, amarillo)
P1, P2 - 1M - potenciómetros lin o log
C1 - 8µF x 250V (440V) - capacitor electrolítico
C2, C3 - 100nF - capacitores cerámicos
NE-1 - lámpara neón NE-2H o equivalente
T1 - transformador de salida para válvulas
PTE: parlante de 4 u 8 ohm
Varios: puente de terminales, cable de alimentación, cables, soldadura, base de montaje, etc.



FILTROS SIN BOBINAS

Las bobinas son componentes que traen serios problemas a los proyectistas, principalmente cuando deben tener valores elevados de inductancia. Además del peso y tamaño, existen también los casos en que su costo puede significar mucho en un proyecto. Podríamos pensar en una inductancia sin bobina, pero el lector diría que eso es imposible. ¿Imposible? No, a menos que el lector todavía no sepa cómo funcionan los giradores mecánicos (aplicados en varios instrumentos).

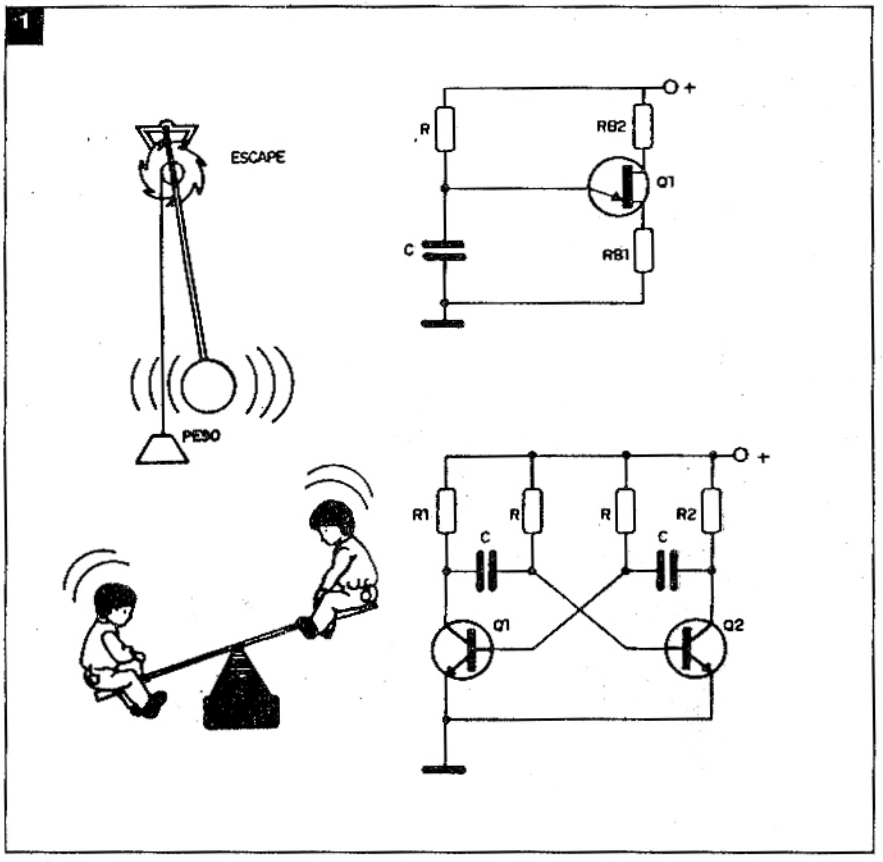
Por Newton C. Braga

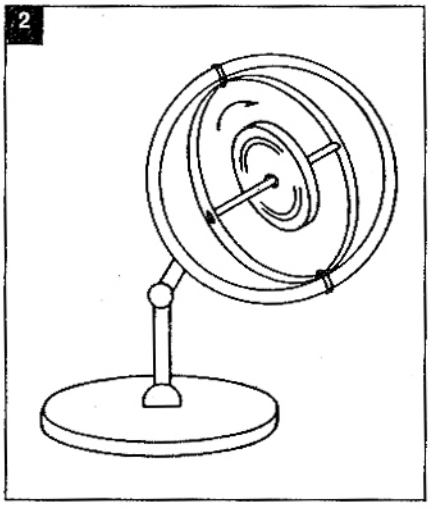
Es muy común valernos de analogías mecánicas para explicar el funcionamiento de ciertos dispositivos electrónicos.

El sistema de péndulo que mostramos en la figura 1, por ejemplo, sirve perfectamente para explicar el conocido oscilador de relajación, mientras que el sube y baja es la mejor analogía mecánica del flip-flop.

Para el girador también tenemos una analogía, y es justamente la que le da el nombre: el giróscopo.

Como sabemos, el giróscopo está formado por un disco pesado que gira a una velocidad muy elevada, sujeto en un sistema de suspensión que permite su orientación en cualquier dirección (cardan) figura 2.



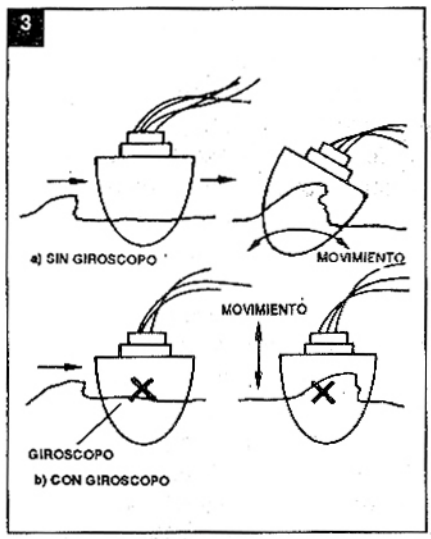


Una vez puesto en movimiento, este disco tiende a mantenerse en una posición determinada, ofreciendo una oposición (inercia) muy grande a cualquier tentativa de sacarlo de esta condición.

En los barcos, un giroscópico puede ser un elemento muy útil para evitar el balanceo, pues incluso cuando una ola más fuerte tiende a inclinar desagradablemente el barco, el pesado disco del giróscopo tiene una inercia suficientemente grande para impedir que eso ocurra (figura 3).

Si volvemos a la teoría básica de la

3



electrónica en el capítulo que se refiere a los inductores en los circuitos de corriente alternada vemos que existe una gran analogía entre estos dispositivos: el inductor también tiende a presentar una fuerte oposición (inercia) a las variaciones de la corriente.

¿Qué tipo de circuito electrónico puede simular un inductor y dónde se lo puede usar?

Esto es lo que veremos a continuación, hablando un poco de los giradores, comenzando con una teoría que involucra algunos cálculos bastante interesantes, pues en un caso como ése es interesante dejar que las matemáticas hablen por nosotros.

Cómo funciona

Una inductancia presenta una impedancia que se calcula por la expresión:

$$ZL = j.2.\pi.f.L \qquad 1)$$

Donde:

ZL es la impedancia en ohm

π es la constante 3,14

f es la frecuencia en hertz

L es la inductancia en henri

j es el operador imaginario ($\sqrt{-1}$) que indica el desfasaje entre la tensión aplicada y la corriente circulante.

El factor j es usado para indicar el desfasaje existente entre la corriente y la tensión en un inductor, cuando es sometido a una tensión alterna.

Un circuito electrónico que simule una inductancia debe satifacer la ecuación (1).

Con dos amplificadores operacionales de transconductancia que se pueden obtener inclusive de amplificadores operacionales comunes, tenemos la configuración que analizaremos en la figura 4.

Los dos amplificadores usados en este circuito son iguales, excepto por el hecho de que A2 invierte la fase de la señal en 180 grados.

Podemos escribir para estos amplificadores, en relación a la ganancia que:

$$|G_1| = |G_2| \qquad (2)$$

Donde G1 y G2 son las ganancias de transductancia de estos amplificadores y generalmente las denominaremos G.

Observe entonces que el amplificador A2 proporciona una realimentación negativa para A1.

La impedancia de entrada de estos circuitos será dada por la expresión:

$$Z_{in} = E_{in}/I_{in} \qquad (3)$$

En el caso del circuito de la figura 4 tenemos:

$$I_{in} = G.E1 \qquad (4)$$

$$E_{in} = -Ic/G \qquad (5)$$

Juntando las ecuaciones 4 y 5 obtenemos:

$$Z_{in} = \frac{\frac{-Ic}{G}}{G.E_1} = \frac{1}{G.E_1}.\frac{-I_c}{G} = \frac{-I_c}{G_2.E_1} \qquad (6)$$

Pero como Ic vale:

$$I_c = \frac{E_1}{X_c} = \frac{E_1}{\frac{1}{j2\pi f.c}} = -j\,(2\pi f.c)E_1 \qquad (7)$$

Sustituyendo la ecuación (7) por - Ic en la ecuación (6) tenemos:

$$Z_{in} = \frac{-(-j2\pi f.c)\,E_1}{G^2.E_1} \qquad (8)$$

Como E1/E1 = 1 tenemos:

$$Z_{in} = \frac{-(-j2\pi f.c)}{G^2} = \frac{j2\pi f.c}{G^2} \qquad (9)$$

Si tenemos en cuenta como una condición que:

C representa la inductancia de una bobina

$$L = \frac{C}{G^2} \qquad (10)$$

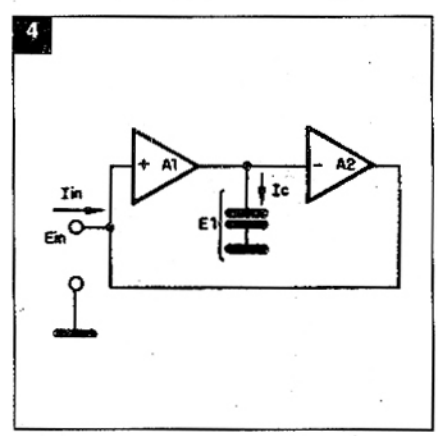
Y sustituimos este valor en la ecuación (9) llegaremos a:

$$Z\,in = X\,L = j2\pi f\left(\frac{C}{G^2}\right) \qquad (11)$$

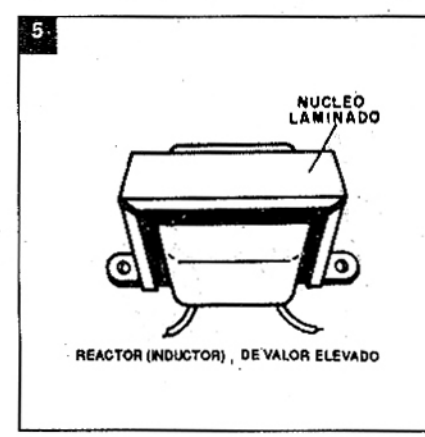
¡Ahora, ésta es justamente la expresión de una inductancia, lo que quiere decir que conseguimos una inductancia sin bobinas!

Por los resultados de la operación vemos que el efecto del circuito al simular una inductancia depende básicamente de la capacidad del circuito (C) y de su ganancia. Este es un circuito desfasador de la corriente eléctrica, también conocido como girador. En la práctica, actuando sobre la ga-

4



5



nancia y también sobre la capacidad, podemos controlar la inductancia en una amplia banda de valores. Esto hace que el girador sea ideal para aplicaciones que involucran el filtrado de señales de bajas frecuencias o específicamente en filtros para ecualizadores de audio.

Aplicaciones prácticas

Los circuitos de ecualizadores de audio antiguos usan bobinas para la elaboración de los filtros.

Sin embargo, para obtener un filtro para frecuencias muy bajas, las bobinas precisan tener grandes inductancias. Las bobinas de grandes inductancias, por encima de 1h por ejemplo, son componentes caros , voluminosos y pesados. Como muestra la figura 5, un reactor de algunos henri debe ser bobinado en un núcleo laminado, como el usado en los transformadores y dependiendo de la corriente con que debe trabajar, debe emplear alambres gruesos lo que aumenta su volumen.

Un reactor típico para un filtro de baja frecuencia (algunas decenas o centenares de Hertz) tiene la misma apariencia que un pequeño transformador. Su precio, volumen y tamaño, también son los de un pequeño transformador.Teniendo en cuenta que precisamos una unidad de este tipo para cada canal de ecualización nos es preciso decir que el empleo de estos dispositivos encarecen bastante un proyecto.

En la figura 6 tenemos un circuito típico de una etapa de ecualización, consistente en un filtro activo con base en un amplificador operacional con un inductor y un capacitor para determinar la banda de actuación. La posición del cursor del potenciómetro determina la actuación del circuito con mayor o menor atenuación de la señal para la cual el circuito resonante está sintonizado.

El inductor, mientras tanto, puede ser sustituido, por un girador.

Este circuito aparece en la figura 7.

Su funcionamiento puede servir de base para que el lector entienda mejor el funcionamiento de un girador.

La señal de entrada, que consiste en una tensión, provoca la aparición de una corriente Ic en la entrada del girador, como se indica en la misma figura 7. Esta corriente, a través del capacitor Cx hace que aparezca una tensión proporcional en el resistor R1 del girador. Esta tensión es la tensión de entrada del amplificador operacional que presenta una realimentación total negativa, o sea, está conectado como un seguidor de tensión. En estas condiciones, tenemos en la salida exactamente la misma tensión desarrollada en el resistor R1, por la señal de entrada.

La tensión de realimentación desarrollada a través de R2 que es la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida en el operacional, hace que circule una corriente a través del capacitor Cx hacia la entrada no inversora, pero aparece una corriente en sentido opuesto a aquel que corresponde a la señal, lo que representa el efecto de inercia de una inductancia. La velocidad con que el capacitor Cx responde a esta corriente de realimentación es lo que va a determinar su efecto de inercia, y por lo tanto el efecto de inductancia, lo que quiere decir que, "en verdad este componente pasa a comportarse como una inductancia".

El potenciómetro en el circuito de control permite que mayor o menor parte de la señal vaya hacia el girador y por lo tanto sea ecualizada.

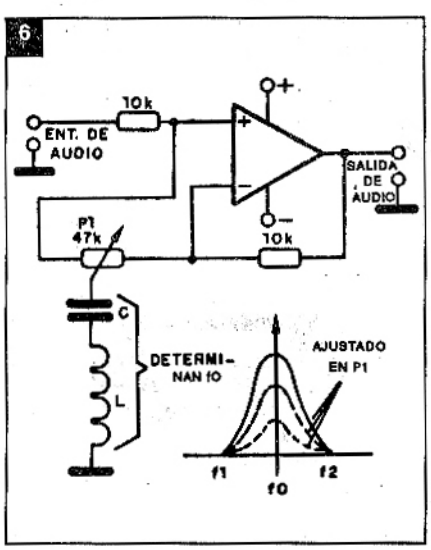
Es interesante observar que dada la elevada impedancia de entrada de un amplificador operacional como el usado en una circuito típico de ecualización, permite el uso de capacitores pequeños incluso para la simulación de grandes inductancias.

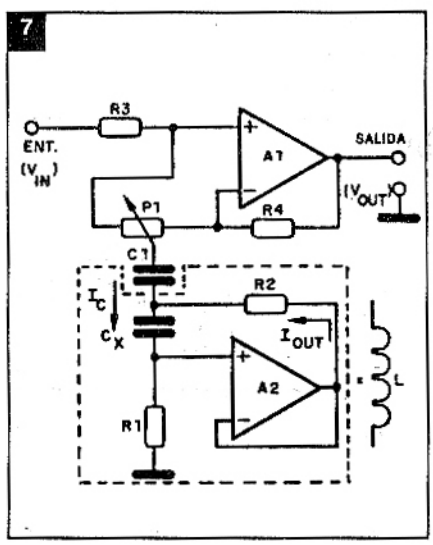
Así, para un canal de 32Hz, cuando normalmente sería necesario un inductor de algunos henri en una aplicación convencional, con un girador el capacitor será de apenas 56nF, como en el circuito de la figura 8.

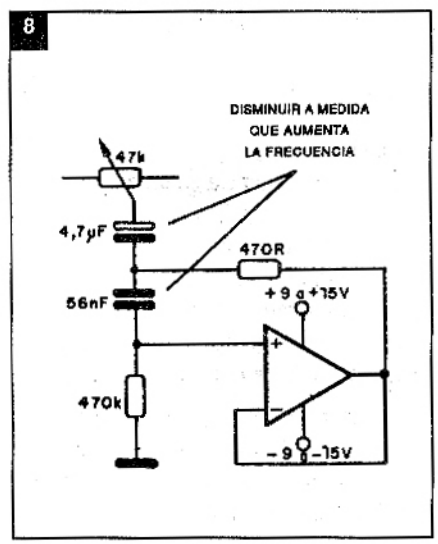
Para otras frecuencias se debe aplicar una proporción inversa, lo que permite el cálculo fácil de los componentes para la elaboración de un excelente proyecto de ecualizador gráfico.

Un excelente integrado que puede usarse para este circuito que consiste en 2 amplificadores operacionales en la misma cubierta, es el MC1458 (dos 741). ✪

Ref: Op Amp. Circuit Design & Aplications - Joseph Carr - Tab Books - Nº 787 - 1976







ENCENDIDO ELECTRONICO PARA MOTOS

El circuito que presentamos se destina a motos con motores de 2 cilindros con ciclo de dos tiempos, no importando la cilindrada. El prototipo se encuentra en este momento funcionando en una moto Yamaha RD de 200 de cilindrada. Además de las ventajas indiscutibles de una ignición electrónica convencional, ésta fue proyectada para operar con solamente un platino, recordando que los motores de dos tiempos x 2 cilindros poseen dos platinos, lo que facilita mucho la regulación del punto y hace que los dos pistones funcionen con perfecto sincronismo.

Por Francisco Fretta

Los sistemas de encendido electrónico, además de proporcionar un rendimiento mayor del motor, con la producción de chispas uniformes en toda la gama de rotaciones, también son interesantes por la economía de combustible que resulta de esta uniformidad y por el menor desgaste de los platinos que pasan a operar con una corriente menor.

El encendido electrónico que presentamos tuvo su origen en el artículo publicado en la revista SABER ELECTRONICA N° 37, ya que los lectores solicitaron un sistema capaz de operar también en motos.

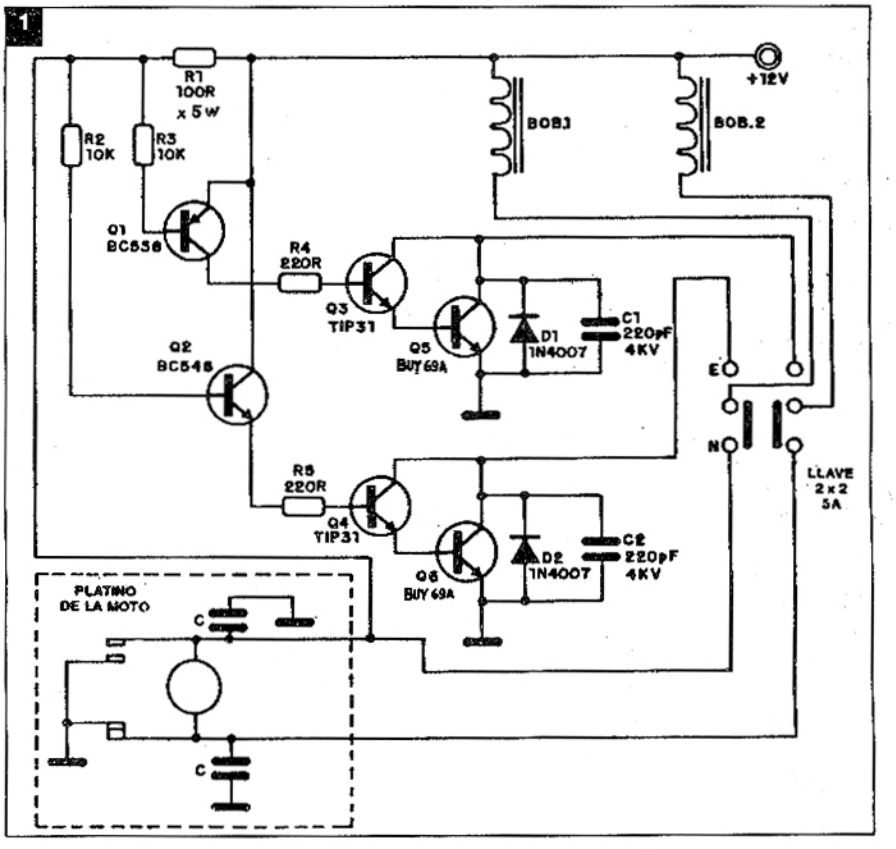
Más pormenores sobre el funcionamiento de una ignición electrónica del tipo "asistido", como ésta, puede encontrarlos en el artículo para el montaje de un encedico electrónico para auto que salió en dicho número.

Montaje

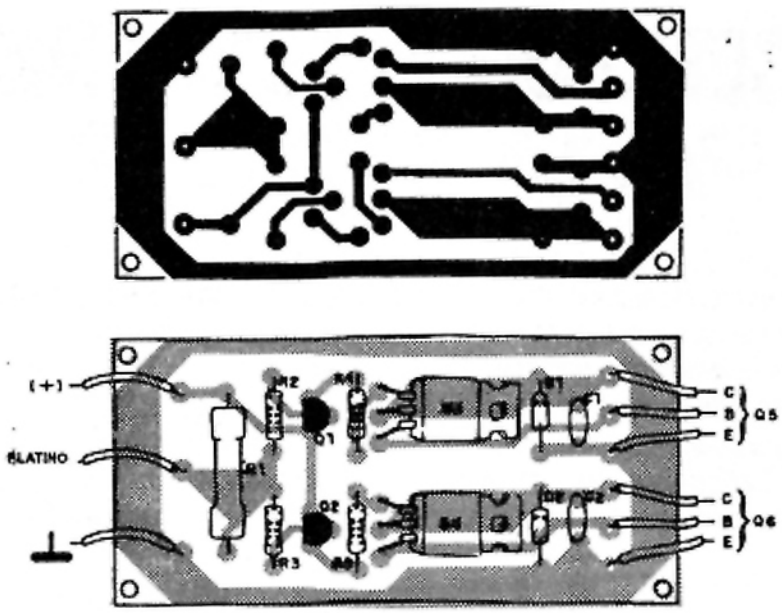
En la figura 1, tenemos el diagrama completo de este sistema de encendido.

La sugerencia de placa de circuito impreso aparece en la figura 2, debiendo el conjunto ser alojado en una caja blindada que no sea afectada por las condiciones del ambiente (humedad, polvo, etc.) que como sabemos suelen ser bastante duras en una moto.

Los transistores BUY69A deben ser montados en buenos disipadores de calor. Estos componentes, en verdad, son los únicos que pueden quedar del lado externo de la caja para ayudar a la disipación de calor.



2



No se olvide de aislar los transistores de potencia de los disipadores.

Las bobinas 1 y 2 del diagrama son las bobinas de ignición de la moto. La llave conmutadora debe ser del tipo robusto, capaz de trabajar con corriente de por lo menos 5A.

Vea también que C1 y C2 son capacitores de alta tensión.

El proyecto

En este proyecto el único punto crítico es la abertura del platino que debe quedar exactamente en la mitad del tiempo de un ciclo. Así la mitad del tiempo debe permanecer abierto y la mitad cerrado. De este modo, cuando uno de los pistones esté en el PMS (punto máximo superior), este platino debe abrir, y cuando el otro pistón esté en el PMS, este mismo platino debe cerrar.

El otro platino no debe ser retirado, pues una llave, en caso de mal funcionamiento del circuito, puede hacer la vuelta al sistema original.

En el diagrama, cuando la llave está en la posición N, la moto está funcionando con la ignición normal y con los dos platinos actuando alternadamente.

Cuando la llave pasa a la posición E, la moto pasa a operar con el encendido electrónico y un solo platino hace la conmutación, actuando como sensor de posición para los dos cilindros. ✪

LISTA DE MATERIALES

Semiconductores:

Q1 - BC558 - transistor PNP de uso general
Q2 - BC548 - transistor NPN de uso general
Q3, Q4 - TIP31 - transistor NPN de potencia
Q5, Q6 - B125 - transistor NPN de alta tensión y alta corriente
D1, D2 - 1N4007 ó BY127 - diodo de silicio

Resistores (1/4W salvo especificación en sentido contrario):

R1 - 100 ohm x 5 watt
R2, R3 - 10k (marrón, negro, naranja)
R4, R5 - 220 ohm (rojo, rojo, marrón)

Capacitores:

C1, C2 - 220pf x 4 kV - capacitores cerámicos

Varios:

CH1 - llave de 2 x 2 x 5A
Disipador de calor, placa de circuito impreso, cables, aisladores, soldadura, etc.

SENSOR DIGITALIZADO DE FUSIBLE

Se trata de un interesante proyecto de electrónica industrial que permite la señalización de instalaciones diversas con gran eficiencia. El fusible es identificado inmediatamente, y además, suena una alarma de buena potencia. El circuito opera con corriente alterna y es bastante confiable.

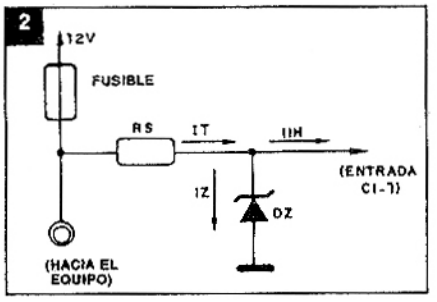
Por Lucio A. Pivoto

Los circuitos que necesitan alimentación constante de corriente alterna, y que no poseen una Unidad de Supervisión de Corriente Alterna (USCA), precisan un sistema que informe al operador, tanto visual como sonoramente, si la alimentación de cualquier sector fue cortada debido a la quema de un fusible.

Lo que proponemos en este artículo es un circuito desarrollado a partir de tecnología digital, para avisar al operador por medio de un display y por la emisión de un sonido, si hay abertura de la alimentación por un fusible quemado.

En la figura 1 tenemos el diagrama de bloques del aparato.

Observamos por este diagrama, y por el diagrama final, que el circuito tiene capacidad de detectar simultáneamente hasta 9 fusibles, independientemente de su capacidad de corriente. Como puede ocurrir que se quemen simultáneamente más de un fusible, el sistema tiene una prioridad en la indicación a partir del número 9. Así, si se queman el número 5 y el 8 el primero indicado será el 8.



Además de la monitorización visual, tenemos también una indicación sonora, con la emisión de un bip-bip por un parlante en el instante en que ocurre la abertura del fusible.

En la figura 2 tenemos el desarrollo del circuito regulador DC/DC, que tiene la función de bajar la tensión de 12V a 5,1V, valor que será usado como información de entrada para el codificador de decimal para binario (CI-1).

Para el proyecto se usó un diodo zener BZX79C5V1, cuyas características del fabricante son las siguientes:

$$Pd = 400mW$$
$$Vz = 5,1V$$

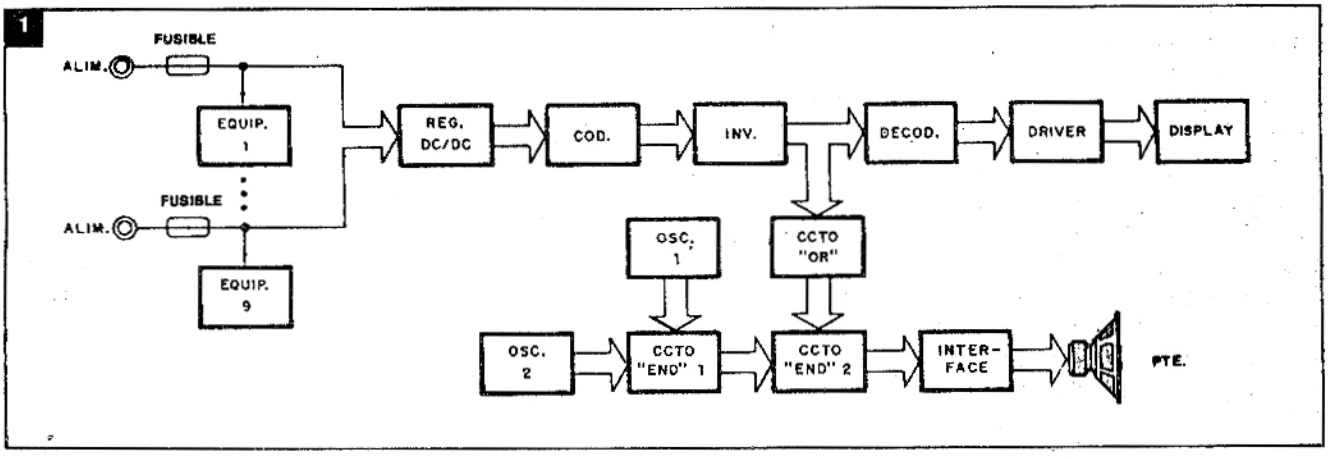
La corriente Iz será calculada entonces por:

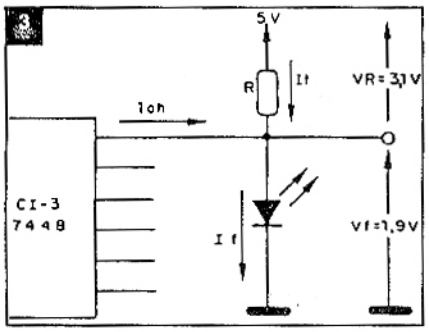
$$Pd = Vz \times Iz$$

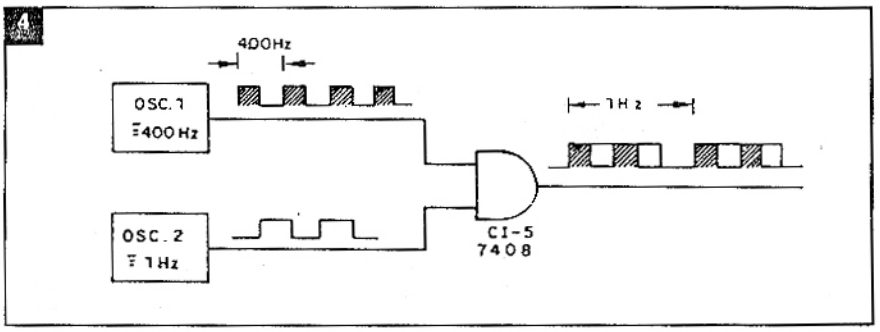
$$Iz = Pd/Vz = \frac{(400 \times 10^{-3})}{5,1} = 78,43mA$$

$$Iz = 78,43mA$$

Para garantía de un buen funciona-







miento del diodo, se disminuye el 30% en la corriente Iz (total), lo que nos lleva a:

Iz = Iz (total) - 0,3 x Iz (total)
Iz = 78,43 x 10^{-3} - (0,3 x 78,43 x 10^{-3})
Iz = 54,9mA

Con este valor podemos calcular la resistencia de polarización como sigue:

Iih = 40µA, Iil = -1,6mA
Luego: It = Iz + Iih

It = 54,9 + 0,04 por lo tanto: It = 54,9mA

Tenemos también que:
VRS = 12V - 5,1V
VRS = 6,9V

Luego:

RS = VRS/it = 6,9/54,9 = 125,68 ohm

Para mayor seguridad, adoptamos un valor mayor:

RS = 220 ohm

La potencia disipada en RS será dada por:

PRS = RS x Iz^2
PRS = 0,378W

Se adopta una resistencia con disipación mayor, 1W, por ejemplo:

RS = 220 ohm / 1W

La corriente exigida por los pins de entrada de CI-1, en el estado alto Iih (High Level Input Current) es del orden de 40µA. Siendo así, en cuanto el zener está regulando la tensión de 5,1V, una parte de la corriente es llevada a los pins de entrada del CI y la otra es drenada por el propio diodo.

Cuando el fusible se rompe, el equipo no funcionará y la tensión de 5,1V dejará de existir. Esto significa que tendremos un nivel de ø en la entrada del CI. Ahora bien, un nivel ø hace que la entrada de CI-1 sea activada y la salida toma los niveles lógicos binarios correspondientes al pin activado.

Como las salidas del codificador son invertidas, tenemos que hacer la reinversión de modo que podamos tener la decodificación. Esta operación es realizada por los inversores de CI-2.

El bloque que posee el circuito combinación "OR" es formado por puertas OR (CI-4). Cuando rompe cualquiera de los fusibles, tenemos niveles lógicos ø y 1 en las salidas del codificador y estos niveles son inyectados en el circuito OR para habilitar la oscilación del bloque oscilador.

Observe que, mientras las entradas permanecen inactivas, tendremos niveles lógicos ø en las salidas del bloque inversor, impidiendo así la oscilación.

El bloque que efectúa la decodificación está compuesto por CI-3 que tiene salida para 7 segmentos.

Las salidas del decodificador pasan por el circuito de la figura 3 cuya finalidad es obtener un aumento de la corriente. Vea que la salida es de solamente 6,4mA mientras que los segmentos exigen aproximadamente 20mA.

En este circuito tenemos que:

Ioh = 6,4mA = corriente de salida en el estado alto
If = 20mA = corriente consumida por cada segmento
Vf = 1,9V = tensión sobre cada segmento
Vcc = 5,0V - tensión de alimentación

Luego:

If = (It + Ioh)

Por lo tanto:

It = If - Ioh
It = 20 x 10^{-3} - 6,4 x 10^{-3}
It = 13,6mA

Por lo tanto:

R = (Vcc - Vf) /It = 3,1 / 13,6mA =
= 227,9 ohm

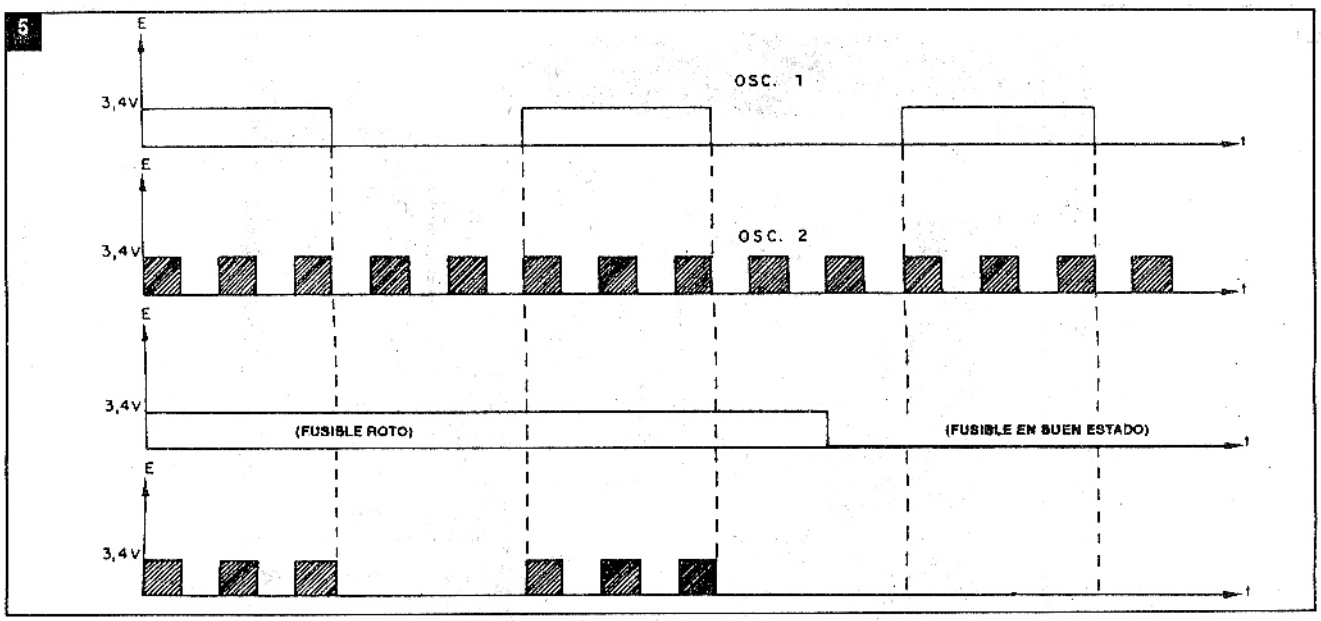
Cálculo de potencia disipada:
P = R x it^2
P = 227 x $(13,6 \times 10^{-3})^2$
P = 0,04215W

Podemos adoptar un resistor de 1/8W:

R = 330 ohm x 1/8W

El bloque "end-1" tiene por finalidad hacer que las informaciones emitidas por el oscilador sean realizadas conforme sigue (ver figura 4):

En la salida de la puerta end-1 tenemos "paquetes de informaciones" de 400Hz en períodos de aproximadamente 1 segundo, constituyendo el bip-bip de alarma. El bloque end-2 deja las informaciones que son enviadas de 1 en 1 segundo, desde que la entrada (pin 9) está en nivel 1, o sea, cuando uno de los fusibles se rompe.



En la figura 5 tenemos el diagrama de tiempos.

La interface para el parlante es formada por un transistor NPN como muestra la figura 6.

El cálculo es el siguiente:

Transistor BC548:
VCEO = 30V
IC = 100mA
VCBO = 30V
Ptot = 500mW
Tamb = 25°C
Hfe = 200
VCEsat = 600mV

Sabemos que:

$\beta = IC/IB$, de donde calculamos IB:

$$IB = IC/\beta = \frac{100 \times 10^{-3}}{200} = 500\mu A;$$

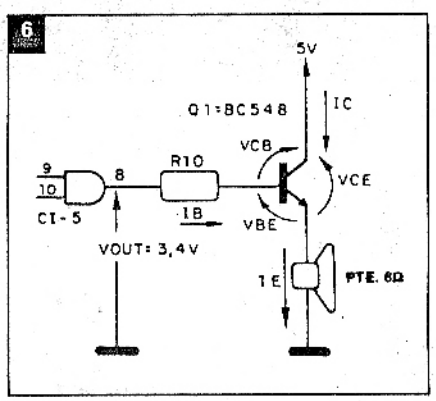
Calculamos RB

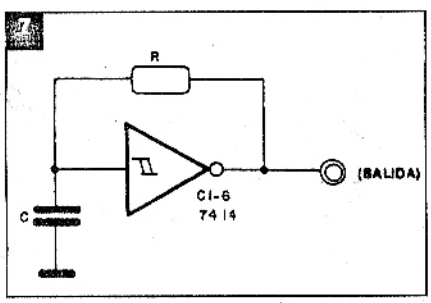
$$RB = (Vout - VBE) / IB = \frac{(3,4 - 0,6)}{500\mu A}$$

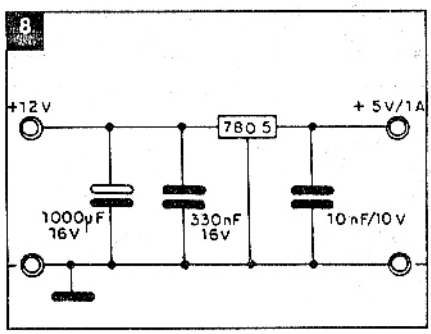
RB = 5,6k ohm

Cálculo de la potencia disipada en RB:

$PRB = RB \times IB^2$
$PRB = 5,6 \times 10^3 \times (0,5 \times 100^{-3})^2 = 1,4mW$







Por lo tanto:

RB = 5,6k x 1/8W

El bloque oscilador es formado por un Schimitt-Trigger (CI-6), un capacitor y un resistor, como muestra la figura 7.

En este circuito R y C determinan la frecuencia de la operación, según el principio que la mayoría de los lectores conoce bien.

La fuente de alimentación aparece en la figura 8. La fuente no está incorporada a la placa de circuito impreso.

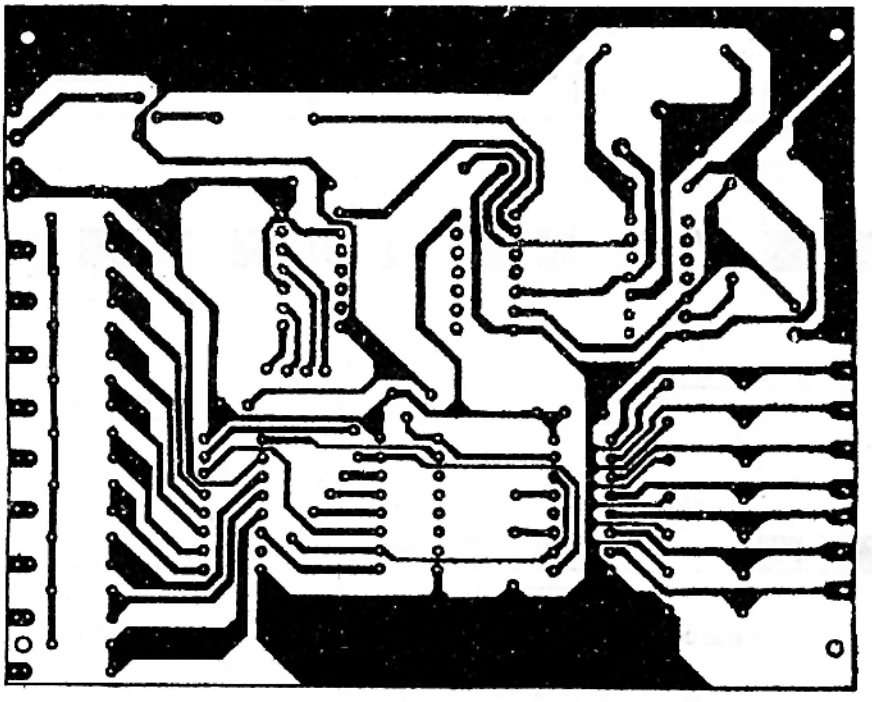
Se observa que este proyecto fue hecho para equipamientos que utilizan alimentación de 12V. Si por ventura el aparato fuera usado con equipamientos de tensiones diferentes, se debe modificar la polarización de los diodos zener. Para tal, basta calcular el valor de la nueva resistencia y efectuar la sustitución junto a la placa.

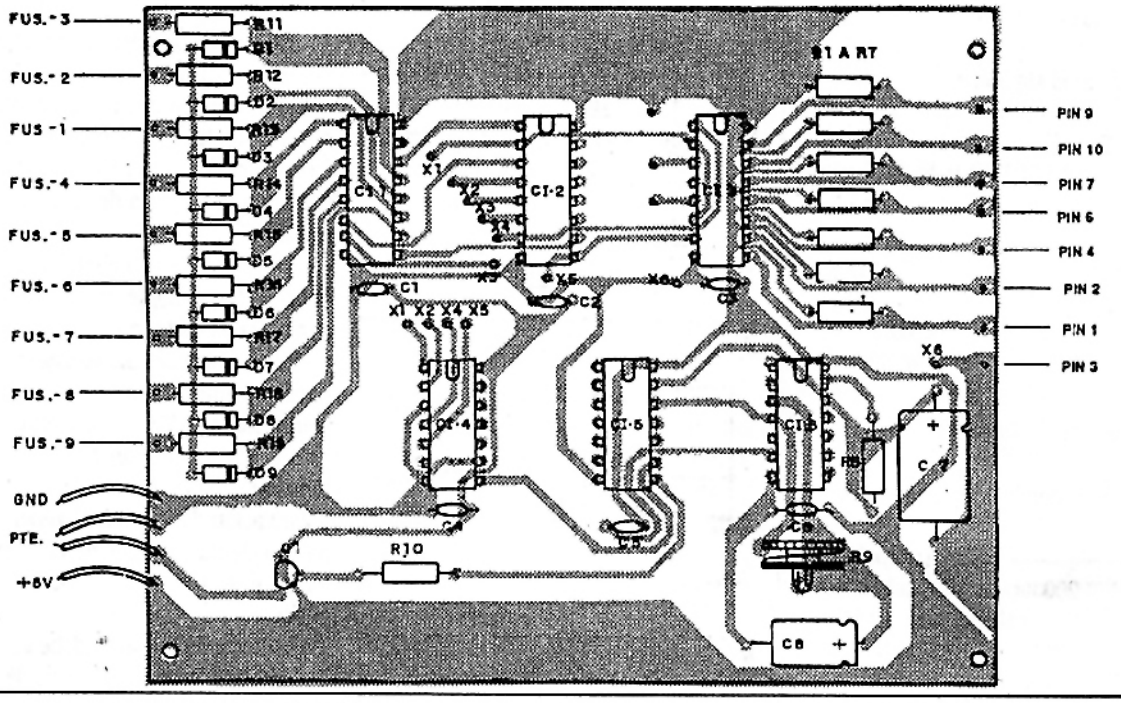
La tierra de la fuente debe ser conectada junto a la tierra de la fuente de 5V.

En la figura 9 tenemos el diagrama completo del aparato y en la figura 10 la placa de circuito impreso.

Los cuidados con el monaje son todos los normales para este tipo de proyecto, y los componentes son todos comunes, como podemos ver por la lista de material que sigue. ✪

10





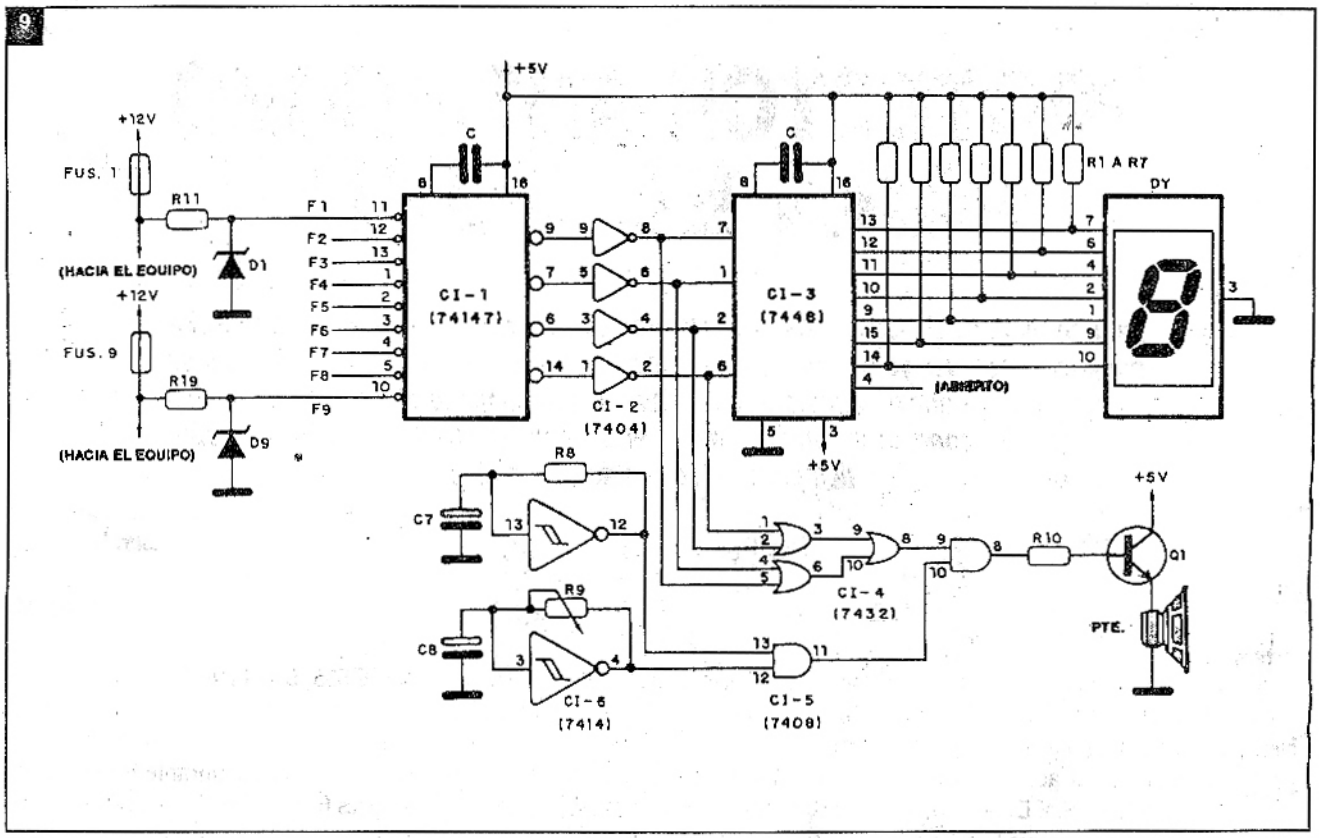
LISTA DE MATERIALES

CI-1 - 74147 - codificador decimal para binario
CI-2 - 7404 - inversores
CI-3 - 7448 - decodificador binario para siete segmentos
CI-4 - 7432 - puertas "or"
CI-5 - 7408 - puertas "end"
CI-6 -7414 - Schmitt-Trigger

C - 10 nF - capacitores cerámicos
C7 - 10µF x 10V - capacitor electrolítico
C8 - 100µF x 10V - capacitor electrolítico
PTE - parlante de 8 ohm
R1 a R7 - 330R x 1/8W - resistores
R8 - 220R x 1/8W - resistores
R9 - 47k - trimpot
R10 - 5,6k x 1/8W - resistor

R11 a R19 - 220R x 1W - resistores
D1 a D9 - BZX79C5V1 - diodos zener
Q1 - BC548 - transistor
DY - PD500 o FND500 - display cátodo común

Varios: placa de circuito impreso, cables, soldadura, etc.


9
+5V
+12V
FUS. 1
R11
(HACIA EL EQUIPO)
D1
+12V
FUS. 9
R19
(HACIA EL EQUIPO)
D9
C
CI-1
(74147)
CI-2
(7404)
CI-3
(7446)
R1 A R7
DY
(ABIERTO)
+5V
R8
C7
R9
C8
CI-6
(7414)
CI-4
(7432)
CI-5
(7408)
R10
Q1
PTE.

PROTECTOR ANTIRROBO PARA EL AUTO

La gran mayoría de los dispositivos electrónicos antirrobo, basados en la tradicional alarma sonora, ya no asusta más a los ladrones. El circuito que presentamos es diferente, ya que no consiste en una alarma propiamente dicha, sino en un sistema que desconecta automáticamente el sistema eléctrico después de algún tiempo, cuando el auto es robado.

Por Pedro Elmo Junqueira

Tal vez no se consiga impedir que el ladrón entre en el vehículo, rompiendo la puerta o los vidrios, pero en ese punto puede entrar en acción la alarma sonora que impide el robo. Es preciso, sin embargo, tener en cuenta que la acción de la alarma es puramente psicológica, buscando atraer la atención de un posible vigilante de estacionamiento o del propietario que se encuentre en la vecindad. Pero el "amigo de lo ajeno" suele saber cómo neutralizar, con facilidad, la bocina del auto. En verdad, la difusión de tales alarmas es tan grande, que casi nadie les presta atención, cuando el propio dueño se olvida de desactivar su alarma y la bocina toca durante algunos segundos. Pensando en esto, desarrollamos un sistema antirrobo bastante sencillo y de fácil instalación, que tiene el siguiente funcionamiento:

Un interruptor escondido acciona el circuito cuando el auto es estacionado. En ausencia del propietario, el ladrón llega y penetra en el vehículo, y con una llave especial o la famosa conexión directa, parte tras poner en marcha el vehículo. Pero, para su sorpesa, después de 8 segundos de funcionamiento el motor se para. Si se hiciera una nueva tentativa de partida, vuelve a ocurrir lo mismo: 8 segundos de funcionamiento y el motor se para. Aunque el ladrón sea un buen mecánico, tendrá muchas dificultades para intentar, en esa situación, solucionar el problema. El circuito tiene por base un sencillo timer con el 555. Este timer funciona con un ciclo activo igual al de reposo. Se genera una onda cuadrada, que tiene en funcionamiento el motor durante 8 segundos, y después 6 segundos de detención. El CI excita directamente un relé con bobina de 12 volt que actúa sobre el sistema de encendido. El relé debe tener contactos capaces de soportar una corriente del orden de 4 amper, para lo que elegimos el RU101012 de Schrack. Los cálculos de tiempos para el proyecto son los siguientes:

a) Ciclo activo (Ta)

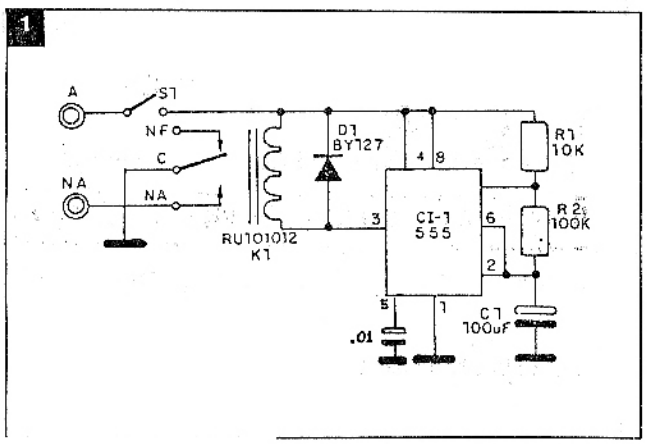
Ta = 0,7 x (R1 + R2) x C

b) Ciclo de reposo (Tb)

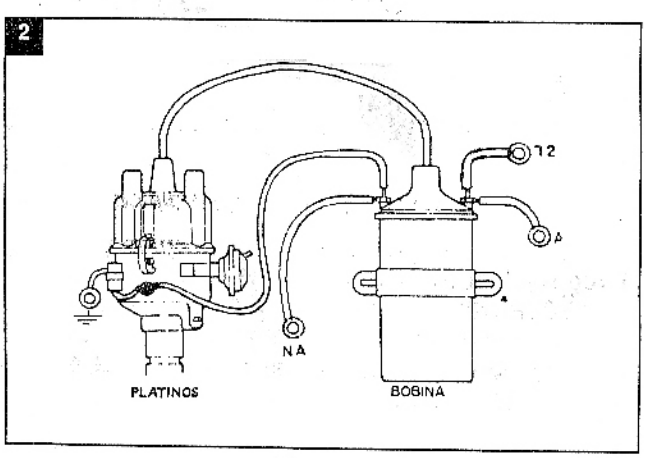
Tb = 0,7 x R2 x C

Siendo Ta + Tb = Tt (tiempo total)

1



2



Siendo así, tenemos:
$Tt = 0,7 \times (R1 + 2R2) \times C$

Para calcular los componentes procedemos del siguiente modo:

Una vez elegido el ciclo activo (Ta) y el ciclo de reposo (Tb) determinamos un valor para C y a través de la fórmula de Tb calculamos R2. Después de Tb, C, R2 y Tt, siendo que Tt es dado por Ta + Tb, en la fórmula Tt, calculamos R1. Volvemos después a la fórmula de Ta y revisamos si los valores de los componentes dan los tiempos esperados. La función del diodo en paralelo con el relé es evitar daños al CI por los transistorios generados en la conmutación del relé.

Montaje

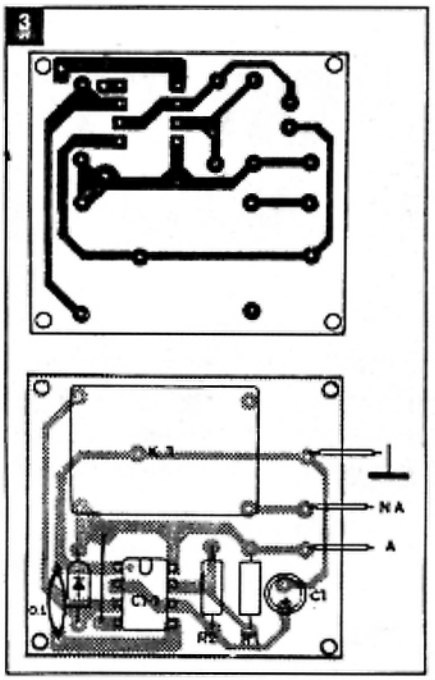
En la figura 1, tenemos el circuito completo del aparato.

En la figura 2 damos el modo de hacer la conexión en el sistema eléctrico de su auto.

Vea que el aparato actúa directamente sobre el encendido del auto, desconectándola después de los intervalos determinados por el circuito.

La alimentación de 12V para el circuito es retirada del mismo punto que también alimenta la bobina. El cable C debe ser conectado en cualquier punto de masa (chasis) del vehículo.

En la figura 3, damos nuestra sugerencia de placa de circuito impreso, recordando que si se usara relé equivalente, la parte de la fijación de este componente debe ser rediseñada.



Operación

Al accionar la llave, el motorista establece 12V de la batería en el circuito de encendido. Si el sistema estuviera desconectado (llave secreta : S1 desactivada), el funcionamiento del auto será normal. Si la llave estuviera conectada, sin embargo, también será alimentado el circuito de protección que va a desconectar la ignición 8 segundos después. Si se hace un nuevo intento de arrancar, el circuito es alimentado nuevamente, pero sólo funciona por 8 segundos. Para tiempos mayores, se puede aumentar el capacitor de 100µF.

LISTA DE MATERIALES

CI-1 - 555 - timer

D1 - BY127 ó 1N4004 - diodo de silicio

K1 - RU101 012 ó relé de 12V x 4 amperes de contacto

S1 - interruptor secreto

R1 - 10k x 1/8W - resistor (marrón, negro, naranja)

R2 - 100k x 1/8W - resistor (marrón, negro, amarillo)

C1 - 100µF x 16V - capacitor electrolítico

Varios: cables, placa de circuito impreso, soldadura, conectores, etc.

CENTRO ARGENTINO DE TELEVISION

CURSOS DE

ELECTRONICA - TELEVISION
TECNICAS DIGITALES
MICROPROCESADORES

Introducción a la Comunicación de Datos

Informes de 16 a 20 hs.

El MAESTRO 55/57/80
(1424) BUENOS AIRES

DETECTOR DE PESO:
UN CIRCUITO PARA MUCHOS USOS

Un dispositivo sensible al peso de personas u objetos, con un circuito que, aunque simple (usa sólo un circuito integrado) presenta excelente sensibilidad: el peso de un lápiz puede activarlo. Tiene tres versiones: con memoria permanente, con memoria temporaria o como simple sensor de peso.

Por Aquilino R. Leal

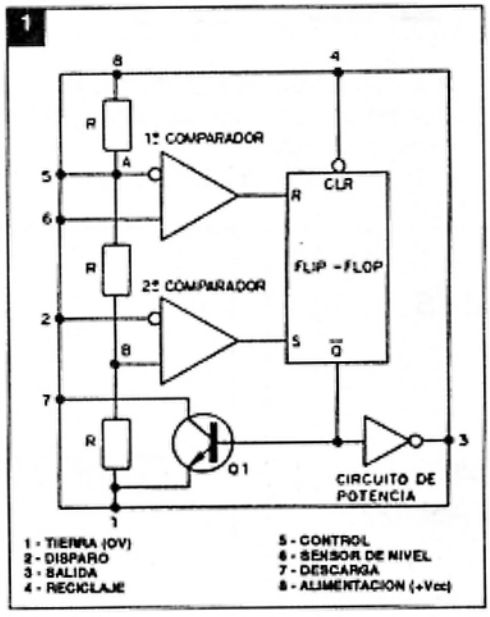
Un dispositivo sensible al peso de personas u objetos, con un circuito que, aunque simple (usa sólo un circuito integrado) presenta excelente sensibilidad: el peso de un lápiz puede activarlo. Tiene tres versiones: con memoria permanente, con memoria temporaria o como simple sensor de peso.

Un aparato de estas características presenta innumerables e interesantes aplicaciones prácticas, tanto en el hogar como en la industria, establecimientos comerciales, consultorios, vehículos, puestos de control, y un sinnúmero de otros ámbitos.

Puede ser usado como parte de un sistema de seguridad de cierta complejidad: en cuanto el intruso pisa una zona previamente programada, en la que se encuentra el sensor, será enviada una información al dispositivo que pondrá en acción una campana o alarma.

Este aviso podrá durar mientras el intruso se encuentra sobre un sensor o durante un período previamente programado por el usuario. Otra opción de funcionamiento mantendrá ese aviso sonoro o visual indefinidamente, o sea que el aparato memorizó la información de forma permanente.

El ajuste del aparato dictará el peso mínimo capaz de excitar esa alarma; debe ser tal que animales pequeños como ratas o gatos, al circular por esa zona, no la activen.



En apartamentos, el sensor debe ser colocado en cada una de las entradas, bajo la alfombra, para alertar así sobre la entrada de alguien.

El dispositivo puede también ser usado en otra variedad de situaciones más alegres. Seguramente al lector se le ocurrirá también una cantidad de bromas, como por ejemplo accionar con el sensor un grabador, colocado en una habitación a oscuras, que reproducirá en tono cavernoso una frase lúgubre, una risa fantasmal, o un aullido escalofriante.

Con el mismo equipo combinado con grabador, podemos imaginar la idea de saludar (automáticamente) a todos los que llegan a nuestra fiesta: en cuanto pasen el umbral, el grabador se pondrá en acción, con una frase adecuada. También existen posibilidades semejantes para un consultorio de médico o dentista, o un comercio, etc. Por supuesto que en este tipo de aplicaciones nuestro sensor debe habilitar el reproductor de la grabación un tiempo ligeramente superior al de la duración del mensaje.

Es uno de esos circuitos en los que es mejor dejar a la imaginación del lector su aplicación concreta, dada su gran versatilidad.

El circuito

El "corazón" de este circuito, es un viejo favorito, el 555; por este motivo empezaremos por dar una idea de los principios que rigen el funcionamiento del mismo. Para mayores informaciones recomendamos la lectura de artículos ya aparecidos en SABER ELECTRONICA sobre el CI555.

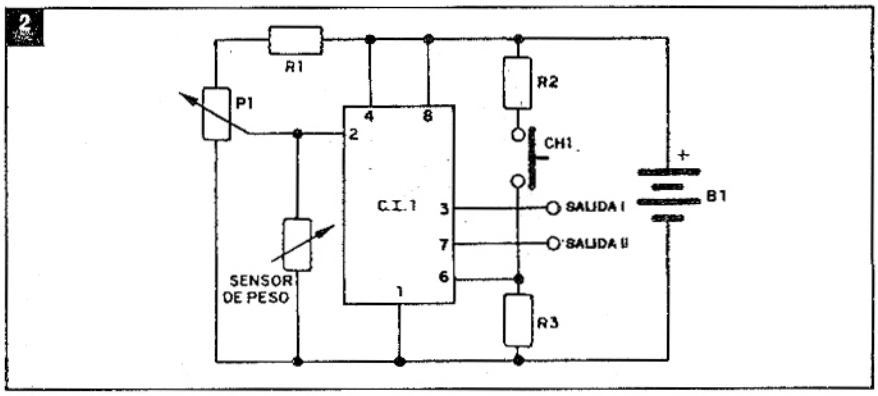
La estructura interna del integrado

aparece en la figura 1 con la respectiva disposición de los pins y su identificación. La alimentación es aplicada a los pins 1 y 8, respectivamente tierra (-Vcc) y +Vcc, estando permitidos valores de tensión entre unos 3 a 17 volt, pero en la práctica se usan los límites de 5 a 15 volt para mayor seguridad.

En la figura 1 se ve bien claro que las tres resistencias R, del mismo valor, sitúan los nudos A y B a potenciales de 2/3 de Vcc y 1/3 de Vcc respectivamente en relación al pin 1 cuyo potencial será considerado nulo, o sea, como referencia. Es fácil percibir que el primer comparador presentará un estímulo en su salida cuando el potencial de su entrada no inversora (pin 6 del CI) fuera superior a 2/3 de Vcc y si esto ocurre el flipflop (vea figura 1) será reciclado a través de su entrada R. con esto la salida $\overline{Q}$ va al estado de repso presentando un potencial próximo al de alimentación (+Vcc), saturando el transistor Q1 que pondrá a tierra la entrada descargada del CI (pin 7). Por otro lado, el potencial de +Vcc presente en $\overline{Q}$ excita el amplificador inversor de potencia y con esto la salida del CI (pin 3) asumirá un potencial próximo al de masa (prácticamente cero volt).

Para el segundo comparador notamos que su entrada no inversora está referenciada a un potencial igual a 1/3 de Vcc, por este motivo el mismo sólo proveerá un estímulo a la entrada de sensibilización (entrada S) del flipflop cuando a su entrada inversora (pin 2 del integrado) se aplique un potencial de valor inferior al valor del potencial de referencia, o sea, menor que 1/3 de Vcc. Si eso ocurre el flipflop es sensibilizado y la salida $\overline{Q}$ del mismo presentará un potencial prácticamente nulo con lo que el transistor Q1 deja de conducir retirando la puesta a tierra del pin 7 del integrado mientras el amplificador inversor (circuito de potencia) se encarga de propiciar un potencial bien cercano al de alimentación en el pin 3 del integrado-salida.

A través de la entrada de control, pin 5, se pueden variar los niveles de referencia para el par de comparadores, o sea, el potencial de los nudos A y B, respectivamente VA y VB. Con todo, la relación VA/VB permanecerá la misma, o sea, igual a 2 (el potencial del nudo B será siempre la mitad del potencial en A).



La entrada de reciclado (pin 4) ejerce una función similar a la del pin 6 (sensor de nivel): al aplicarse un potencial próximo al de tierra (cero volt) el flipflop es restablecido y la salida del integrado (figura 1) presentará un valor de potencial prácticamente nulo al mismo tiempo que la entrada de descarga, pin 7, también será llevada a tierra debido a la conducción del transistor Q1.

Así, es, en resumen, el funcionamiento del versátil 555. ¿Bastante simple, no?

Nuestro circuito presenta tres versiones, según ya comentamos. Analizaremos individualmente cada una de estas versiones.

Primera versión: memoria permanente

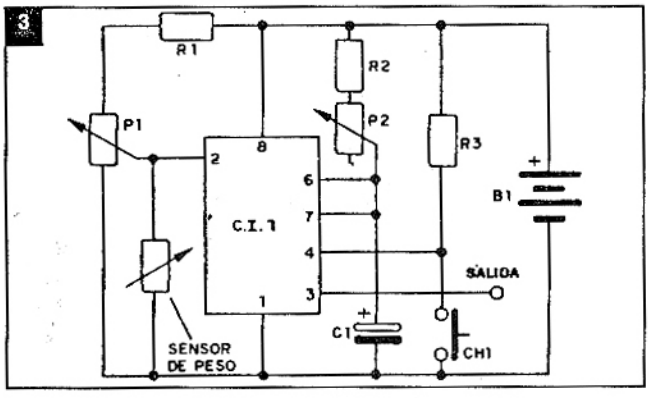
La figura 2 muestra el diagrama esquemático básico de este circuito. El resistor R1 y el potenciómetro P1 establecen un cierto potencial a la entrada de disparo del integrado; ese potencial tendrá que ser ligeramente superior a 1/3 de B1; en estas condiciones el CI se encuentra en reposo y con esto la salida "oficial" (pin 3) presenta potencial nulo, ocurriendo lo mismo con la otra salida "improvisada" (pin 7) que es del tipo colector abierto, según figura 1.

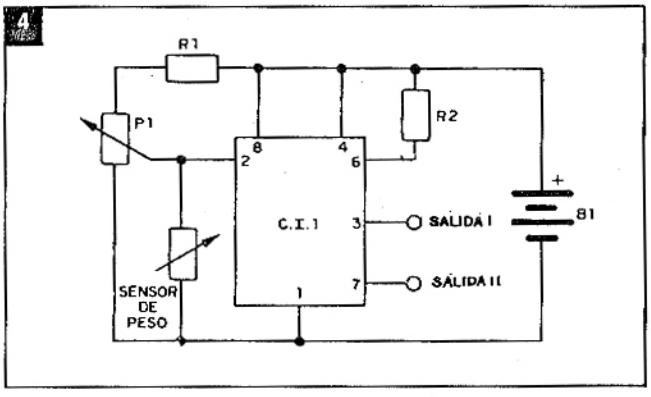
En cuanto el sensor de peso es sensibilizado tiende a descender el potencial de la entrada de disparo del integrado, llegando el momento (dependiendo del peso) en que el mismo se vuelve inferior a la tercera parte de la tensión de alimentación y ahí el CI dispara y su salida 1 presentará un potencial tal que podrá excitar la carga a través de circuitos de interface. Algo semejante ocurre con la otra salida sólo que la misma no presentará el potencial de batería debido a su característica de C.A. (colector abierto), habiendo necesidad de un resistor para polarizar el transistor Q1 interno al integrado, como se ve en la figura 1.

Como el sensor de nivel, el pin 6 del CI1, se encuentra con potencial prácticamente nulo debido a la presencia de R3 (figura 2), es de suponer que el circuito integrado se mantiene activado aunque se retire el estímulo proveniente del sensor de peso. Por esta razón el dispositivo fuciona como una especie de memoria: una vez excitado permanecerá así independientemente de la presencia o no del estímulo eléctrico proveniente del sensor de peso.

Para situar el circuito en su posición de reposo, una vez excitado, bastará presionar CH1 (figura 2) con lo que se tendrá un potencial superior a 2/3 de B1 en el pin 6 del CI y esto, como vimos anteriormente, reciclará el flipflop interno al integrado con lo que ambas salidas asumen el estado lógico bajo, o L (aproximadamente cero volt).

El potenciómetro P1 establece cierto potencial en la entrada de disparo del integrado: cuanto más cercano esté ese potencial del valor 1/3 de B1, tanto más sensible se volverá el circuito al peso. R1 evita que el potencial de la batería sea aplicado directamente a la entrada de disparo de CI1, como muestra la figura 2.





Más adelante veremos más detalles sobre el sensor así como las interfaces de salida del circuito.

Segunda versión: memoria temporaria

En esta versión el circuito es semejante al anterior, pero no hay disponibilidad del par de salidas, ya que una de ellas es usada para descarga del capacitor que proporcionará el período de tiempo durante el cual el dispositivo quedará activado.

En la figura 3 tenemos el diagrama: note la fuerte semejanza con el circuito de la figura anterior.

Al excitarse el sensor de peso la salida del integrado se presentará en nivel alto; al mismo tiempo será retirada la puesta a tierra del pin 7 con lo que se da comienzo al proceso de carga del capacitor C1 a través de R2 y P2, figura 3. Pasado cierto tiempo el capacitor se habrá cargado lo suficiente para presentar una ddp (diferencia de potencial) superior a 2/3 de Vcc y con esto la entrada sensora de nivel hace retornar el circuito a su estado de reposo: salida en cero volt.

El tiempo durante el cual la salida queda excitada puede ser evaluado a través de la siguiente expresión:

T = 1,1. (R2 + P2). C1 seg. con R2 y P2 en M ohms y C1 en µF.

De acuerdo con la lista de material tenemos:

Tmáx. = 1,1. (0,100 + 0,470) . 47 seg. ≈ 30 segundos.

Tmín. = 1,1 . (0,100 + 0) . 47 seg. ≈ 5 segundos.

Nada impide que el período de temporización sea ampliado o reducido, bastando para esto alterar convenientemente los valores de la red de temporización R2-P2-C1; ¡recuerde sin embargo que el valor de R2 nunca podrá ser inferior a 1k ohm, sino el 555 correrá peligro de quemarse! Está claro que los períodos calculados más arriba son meramente teóricos y, debido a las fugas y variaciones de las características eléctricas de los componentes de la red, son normales variaciones de ±20%, en relación a los calculados.

El conjunto R3-CH1, optativo, posibilita interrumpir el proceso de temporización del circuito, o en otras palabras: vuelve el potencial de la salida nulo cuando el interruptor de contacto momentáneo es presionado; esto es obvio porque en estas situaciones el potencial de la entrada de reciclaje del integrado (pin 4) será llevado al potencial de tierra (nulo), como indica la figura 3.

Tercera versión: detector de peso simple

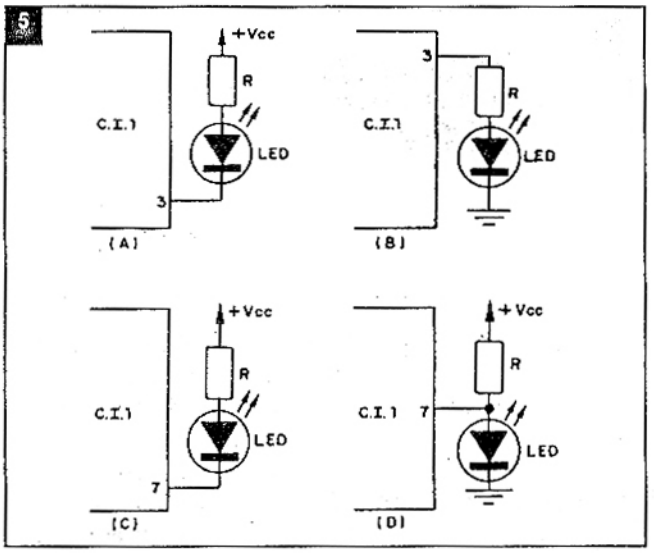
Aquí el circuito sólo se mantiene activo mientras dura el estímulo (peso) de entrada, y una vez retirado, la salida vuelve a la condición de reposo. En la figura 4 tenemos el circuito básico de esta versión. De inmediato verificamos que el mismo es bien parecido al de la primera versión (figura 2), inclusive en lo que atañe a la cantidad de salidas, también en número de dos.

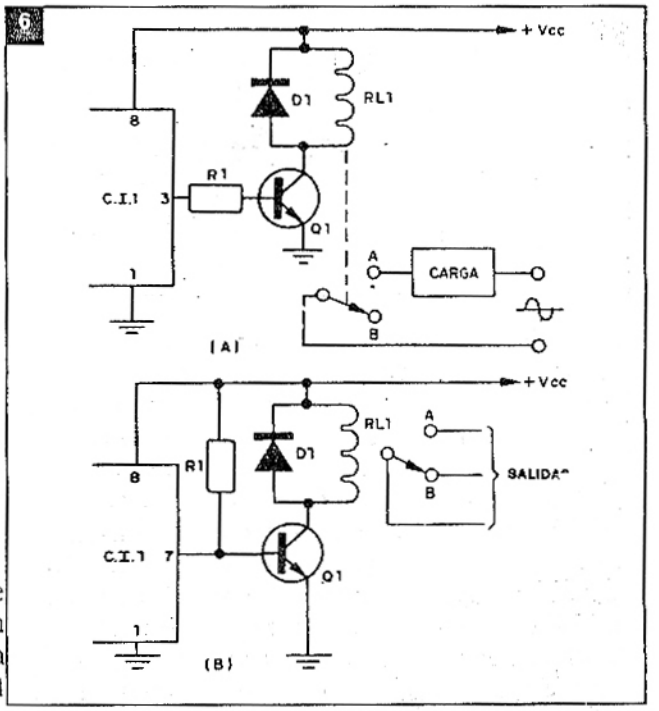
El principio de funcionamiento de este circuito es similar al de los anteriores, sólo que la presencia de un potencial alto en la entrada sensor de nivel, pin 6, garantiza el reposo del circuito: ocurre que debido a las características del flipflop interno al circuito integrado, la entrada de "disparo", pin 2, relacionada con la entrada de sensibilización de ese biestable (vea la figura 1), tiene, por así decirlo, prioridad sobre la entrada de reciclaje que se encuentra indirectamente asociada a la entrada "sensor de nivel" (pin 6) del CI; de esa forma, al aplicarse el estímulo propicio a la entrada "disparo", el circuito se ve obligado a disparar, surgiendo en ambas salidas I y II (figura 4) un "retrato del estímulo" (recuerde que la salida II es del tipo C.A.).

Es obvio por demás decir que con el retiro del estímulo de entrada, ambas salidas vuelven al estado de reposo; esto quiere decir que el estímulo de salida durará mientras dure el de entrada. Observe que en las dos versiones anteriores esto no ocurre.

Algún lector puede sugerir que con el circuito de la versión anterior (figura 3) se consiguen resultados semejantes siempre que el período de temporización establecido por la red R2-P2-C1 sea muy pequeño; al hacer, por ejemplo, R2 = 1k ohm (valor mínimo), P2 = 0 y C1 = 0,001µF, o menor, se tendrá un período de algunos microsegundos... ¡lo que por cierto es bien inferior a la duración del estímulo aplicado por el sensor!

¡Realmente la solución es perfectamente viable bajo el aspecto técnico, pero a los ojos de la economía (y la simplicidad) veremos que con la nueva solución (figura 4) dejaremos de utilizar un capacitor y gastaremos un poquito menos!





Etapa de salida

Para cargas de pequeño porte, no hay necesidad de ningún circuito compatibilizador o de interface, como por ejemplo, si se trata de LEDs. La figura 5 muestra algunos circuitos: en los dos primeros se usa la salida propiamente dicha del 555. En el circuito (A) el LED dejará de emitir luz cuando haya detección de peso, y lo contrario ocurre con el circuito (B) de esa figura; los circuitos (C) y (D) utilizan la salida "descarga" pin 7, del integrado. En el primero, el LED permanece constantemente encendido a menos que se detecte peso, y lo contrario ocurre con el circuito (D).

El valor de R de estos circuitos, figura 5, es función de la tensión de alimentación (Vcc); puede ser calculado a través de la siguiente sencilla ecuación:

$$R=\frac{Vcc-2}{20}\text{kohm}$$

Veamos el caso donde el circuito es alimentado con una tensión de aproximadamente 12 volt (una batería de auto):

$$R=\frac{12-2}{20}\text{k ohm}\frac{10}{20}=\text{k ohm}=$$

0,5k ohm = 500 ohm

Como 500 ohm no es valor comercial buscamos el valor comercial inmediatamente mayor, en este caso 560 ohm; en cuanto a la potencia no hay problema: 1/4 de watt es más que suficiente.

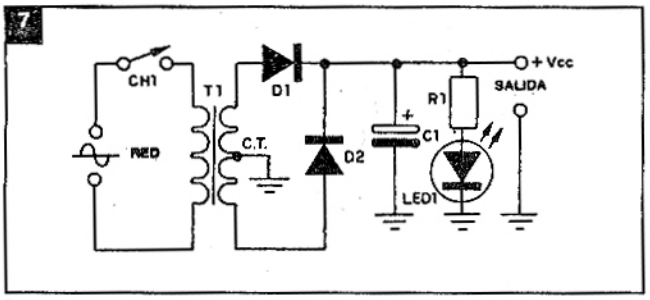
Para cargas de corriente continua (c.c.) que drenen corrientes superiores a 100mA conviene usar circuitos de interface adecuados, normalmente a transistores. Pero lo mejor es usar relé, pues no hay allí problemas con potencia a no ser la limitación constituida por los contactos del relé. Con este procedimiento tanto podemos comandar cargas de c.c. como de c.a.(corriente alterna), tales como lámparas, motores, campanillas y muchos otros dispositivos eléctricos.

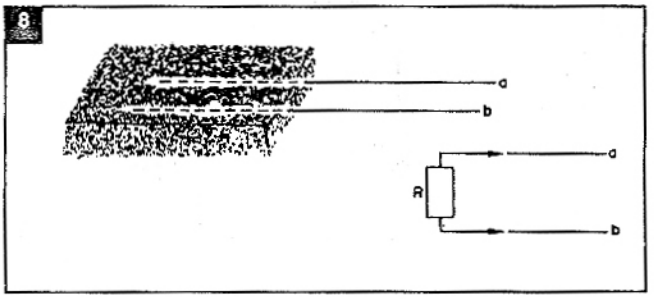
La figura 6 muestra algunas etapas de potencia, usando el relé RU00XX, de Schrack, donde los dos últimos guarismos, representados aquí por X, indican la tensión de alimentación: si el lector usa una fuente de 6 volt empleará un RU0006; también sirve cualquier otro tipo de relé con bobina que sea alimentada con ese valor de tensión con impedancia superior a 100Ω. El tipo de relés recomendados presenta contacto de reposo/trabajo con capacidad de 6A (no inductivos) bajo tensiones de hasta 250 Vca, lo que, aproximadamente, traduce una potencia del orden de 600W bajo 110 volt (110 x 6), ó 70W bajo 12 volt (12 x 6) c.c. ó 1300W bajo 220V (220 x 6) y así en adelante. El lector debe entonces adquirir el relé que responda a lo que pretende en cuestión de potencia.

En el circuito (A) de la figura 6, el transistor Q1 se mantiene cortado gracias al nivel bajo proveniente de la salida del integrado. Al no circular corriente por el solenoide del relé, sus contactos se mantienen como el presentado en esa figura y la carga no recibe la debida alimentación en el caso c.a. Pero en cuanto se detecte peso, el nivel alto de salida del integrado hace que sature Q1 por la circulación de una corriente intensa, limitada por R1, por la juntura base-emisor de este transistor; al saturar circula corriente por la bobina del relé y con esto su contacto se sitúa en la posición A (vea la figura 6), y la carga recibe alimentación. El diodo D1 evita que el campo desarrollado por el solenoide del relé dañe el transistor de conmutación cuando sea desactivado.

Si hay interés en mantener la carga permanentemente activada, sólo quedando desactivada cuando se detecte un peso, bastará "colgarla" en el contacto B del relé (figura 6 (A)).

El circuito (B) de la figura 6 es adecuado para usar la salida de "descarga" del CI555 (vea figuras 3 y 5). Su comportamiento es semejante al anterior, por eso





aquí también son válidas las consideraciones hechas más arriba.

Fuente de alimentación

El circuito es flexible respecto al valor de la tensión de alimentación que podrá situarse entre 5 y 15 volt, pero debdo a las restricciones impuestas por los relés que normalmente son para 6 volt c.c. o para 12 volt c.c., entre otros valores, tendremos que elegir uno de estos dos valores, dependiendo del relé usado; siempre que sea posible, opte por los 12 volt.

El diagrama esquemático de una de las posibles fuentes de alimentación, a partir de la red eléctrica, aparece en la figura 7. No haremos comentarios sobre su funcionamiento, pues ya lo hemos tratado en publicaciones anteriores. Nos limitaremos a decir que el conjunto R1-LED1 es un indicador visual del funcionamiento de la misma; la tensión de salida es del orden de 12 volt c.c. o ligeramente mayor, siendo permitidas tolerancias de hasta 20%.

Sensor de peso

Este es el punto crucial para los dispositivos de este tipo, ya que en el mercado, o al menos al alcance de todos, raramente se los encuentra disponibles. Usar sensores especiales, de difícil adquisición, no es la solución recomendable para una publicación de esta especie, pues no todos tienen las facilidades para adquirirlos, sin contar el costo muchas veces prohibitivo para la mayoría de los lectores.

El truco fue encontrar una solución compatibilizadora, aunque se pague el justo precio de menor sensibilidad y confiabilidad (¿o no?). Aquí entró en acción la imaginación del proyectista, quien se basó en experiencias anteriores realizadas con un material fácilmente adquirible en las buenas casas del mercado de electrónica.

Estamos hablando de la goma carbonada donde suelen venir protegidos contra eventuales descargas estáticas algunos circuitos integrados CMOS. Tal material, para quien no lo sabe, está formado por una especie de esponja aislante donde previamente se ha depositado una capa fina de carbón con el fin de proporcionar un casi cortocircuito entre los pines del integrado, evitando entre ellos diferencias de potenciales que podrían ser fatales para el semiconductor MOS. También es usual utilizar una delgada hoja metálica en la cual se enrolla el integrado, evitándose también las mencionadas diferencias de potencial entre los pines (contactos).

Debido a que ese material posee carbón en su estructura es fácil percibir que por el mismo podrá circular corriente eléctrica debido al contacto natural entre los minúsculos granos de carbón: cuanto mayor es la superficie de contacto entre los granos mayor será la intensidad de la corriente, y viceversa. No es necesario ser genio para deducir que al comprimirse tal goma, la superficie de conocidos micrófonos de carbón: la presión ejercida por la onda sonora que incide en él hace variar su resistencia eléctrica; lo que tiene como resultado variaciones de tensiónes y/o corrientes.

Es obvio que si en esa de goma, negra para más señas, colocamos un par de alambres metálicos desnudos de forma que no hagan contacto entre sí, se verifica entre ellos un cierto valor R de resistencia eléctrica (figura 8). Al colocarse un objeto de cierto peso encima, la resistencia entre los alambres "a" y "b" se volverá menor (figura 9) y por esa razón el potencial de la entrada "disparo" de los circuitos presentados en las figuras 2 a 4 se acercará al potencial de tierra (nulo) indicando la presencia del mencionado peso.

Este material puede ser adquirido en cualquier establecimiento que disponga de CIs del tipo CMOS (¡y normalmente acaba por salir de regalo!).

El montaje

Sería enojoso y poco útil intentar presentar el diseño de las placas de circuito impreso para cada una de las muchas opciones presentadas, y casi innecesario dada la escasa cantidad de componentes en cada verión. Por ese motivo le dejamos al lector esa tarea para la que elija la solución que más le agrade.

La única observación se refiere al sensor, el cual debe ser atravesado por varios alambres (pelados), tal como muestran las figuras 8 y 9, de forma que los mismos sean divididos en dos grupos aislados entre sí pero de tal manera que se cubra la mayor superficie posible a fin de obtenerse mayor sensibilidad. Con un solo par de alambres (figuras 8 y 9) también se obtienen excelentes resultados, pero con dos mallas la sensibilidad mejorará mucho.

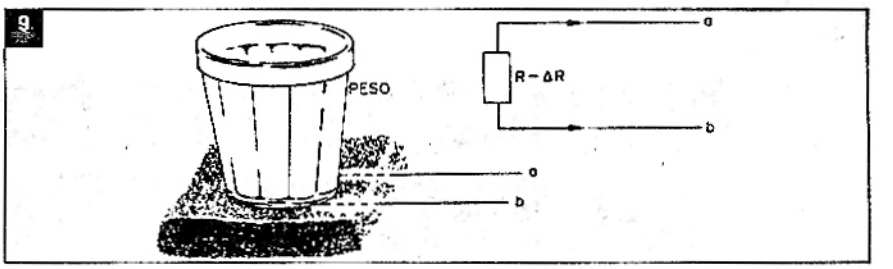
Ajustes

El único ajuste se refiere al disparo con el peso a ser detectado: cuanto mayor sea éste más se desplazará el cursor del potenciómetro de ajuste P1 (figuras 2 a 4) en dirección a +Vcc, y recíprocamente.

Como el ajuste del aparato es el que se refiere a su disparo con el peso a ser detectado: cuanto mayor fuera éste tanto más

deberá desplazarse el cursor del potenciómetro de ajuste P1 (figuras 3 a 5) en dirección a +Vcc, y recíprocamente.

Como el ajuste del punto de disparo del aparato está directamente relacionado con el peso a ser detectado, será a través de tentativas que debe establecer el punto óptico para cada caso en particular. ✪



LISTA DE MATERIALES

figura 2
CI-1 - circuito integrado 555
R1 - 1 a 10k ohm, 1/4W
R2 - 1k ohm, 1/4W
R3 - 10k ohm, 1/4W
P1 - potenciómetro de 50 ó 100k ohm, del tipo multivueltas

figura 3
CI-1 - circuito integrado 555
R1 - 1 a 10k ohm, 1/4W
R2 - 100k ohm
R3 - 4,7k ohm
P1 - potenciómetro de 50 ó 100k ohm, del tipo multivueltas
P2 - potenciómetro de 470k ohm
C1 - capacitor electrolítico de 47μF/16V

figura 4
CI-1 - circuito integrado 555
R1 - 1 a 10k ohm, 1/4W
R2 - 1 a 100k ohm, 1/4W
P1 - potenciómetro de 50 ó 100k ohm, del tipo multivueltas

figura 6
Q1 - transistor BC238
D1 - diodo rectificador del tipo 1N4004 o equivalente
R1 - 4,7k ohm, 1/4W
RL1 - relé, ver texto

figura 7
D1, D2 - diodos rectificadores del tipo 1N4001, 1N4002, 1N4004, etc.
LED1 - diodo fotoemisor
R1 - 560 ohm en versión de 6V ó 1k ohm para 12V, 1/4W
C1 - capacitor electrolítico de 470μF (como mínimo), 16V
T1 - transformador para 200mA, 12V + 12V de secundario
CH1 - interruptor simple del tipo conecta-desconecta

DARLINGTONS DE POTENCIA PARA SISTEMAS DE ENCENDIDO

Segunda parte

Por R. Schach y P. Scholl

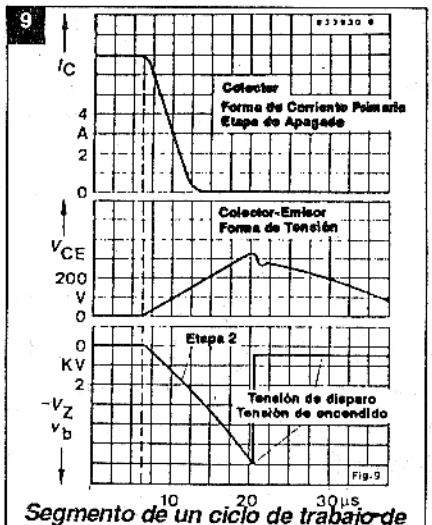
4. Ciclo de trabajo de un encendido a bobina transistorizado. Conclusiones para el Darlington y diseño de datos

En la figura 8 se muestra todo el ciclo de un encendido a bobina transistorizado para los lados primario y secundario de la bobina de encendido, y en la figura 9, las características de tensión de corriente característica del Darlington y el tiempo de elevación de la tensión en la bujía.

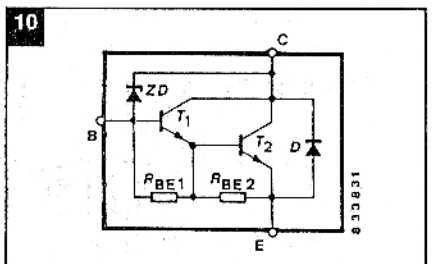
Con la ayuda de un período de encendido se muestran las etapas de carga más importantes y se explican los datos apropiados.

4.1 Etapa 1: Tiempo de encendido de la corriente primaria

Durante el tiempo de encendido del Darlington se acumula la energía de encendido necesaria en la inductancia primaria del transformador de encendido, debido a que el circuito secundario está prácticamente abierto. Los requisitos para una energía de encendido elevado son que, incluso con los tiempos cortos de encendido se alcanza la típica corriente primaria máxima. Esto sólo ocurre si la resistencia en el circuito primario es baja (ver figuras 6 y 8). La necesidad de la energía de encendido más igual posible en toda la banda de tensión de velocidad y de trabajo sólo puede ser satisfecha por un limitador de corriente electrónico de colector. Otra necesidad para una energía elevada e igual es un pequeño descenso de tensión en el conmutador (tensión de saturación del Darlington).



Segmento de un ciclo de trabajo de un encendido a bobina transistorizado.



Darlington de potencia monolítico

4.1.1. Consecuencias para el Darlington

Existen las siguientes exigencias contradictorias para el control del Darlington conmutador:

a) Elevada sobremarcha, con el fin de obtener una buena tensión de saturación.

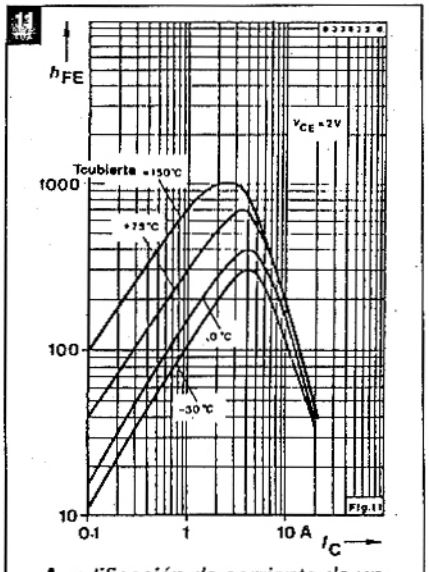
b) Corto tiempo de almacenamiento, si la demanda sobre él es elevada.

4.1.2. Amplificación de corriente y conducta de saturación de los Darlington de potencia con elevada tensión inversa

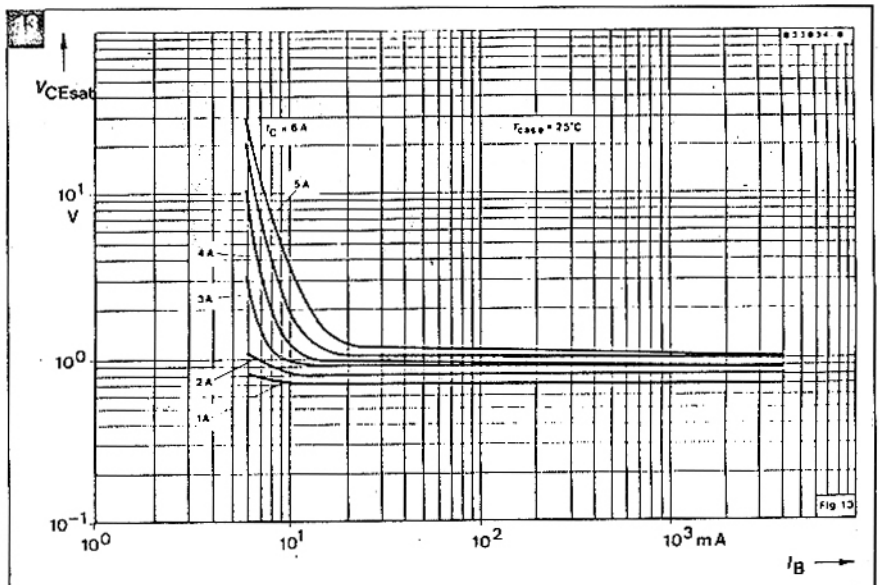
Unas pocas características de los Darlington de potencia con elevada tensión inversa aparecen a continuación para explicar los datos y su uso en el dimensionamiento del conmutador de control.

La figura 10 muestra el circuito de un Darlington de potencia monolítico con resistores de base-emisor integrados y el diodo emisor de colector para la operación inversa. El BUX30AV en comparación, contiene adicionalmente el necesario diodo Z para limitación de tensión entre el colector y la base 1.

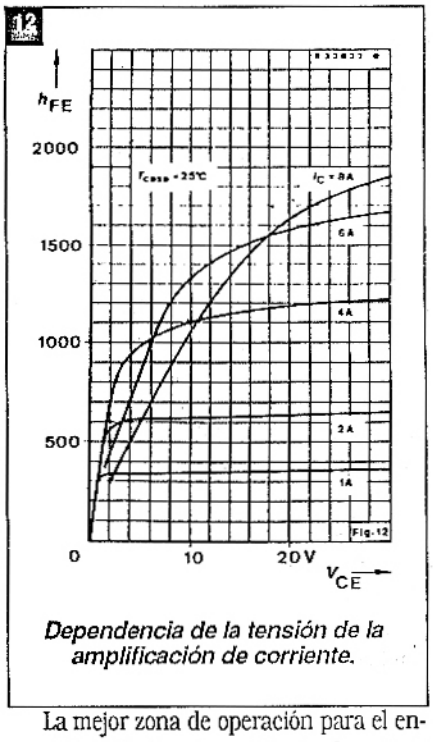
Los resistores de emisor de base deben garantizar la corriente inversa estable con un máximo de tensión y temperatura. Influencian una amplificación adicional de la corriente característica del Darlington (figura 11).



Amplificación de corriente de un Darlington de potencia.



Tensión de saturación versus corriente de base.



Dependencia de la tensión de la amplificación de corriente.

La mejor zona de operación para el encendido a bobina transistorizada estará en la corriente de colector sobre la máxima amplificación de corriente.

En esta área con amplificación de corriente siempre descendente, el coeficiente de temperatura es más pequeño que en corrientes con el máximo h_{FE}.

Dependencia de tensión de la amplificación de corriente:

Es típica de los transistores de elevada tensión inversa y por lo tanto también de los Darlington la gran dependencia de la tensión de la amplificación de corriente en la gama de corrientes más elevadas y tensión de trabajo más baja, ilustrada en la figura 12.

En general, cuando el Darlington debe operar como amplificador de corriente trabajará en la zona cercana a la saturación; esta zona es característica de los transistores de elevada tensión inversa que presentan una alta resistencia de colector.

Debido a la caída de tensión en el resistor, el Darlington satura desde su base pese a la tensión aplicada entre colector y emisor que, al elevarse, producirá el corte del dispositivo luego de superado su "tiempo de almacenamiento". Las tensiones más bajas en el resistor de base-colector provocarán la supersaturación del transistor (figura 13) ya que los portadores minoritarios inundan la zona de colector.

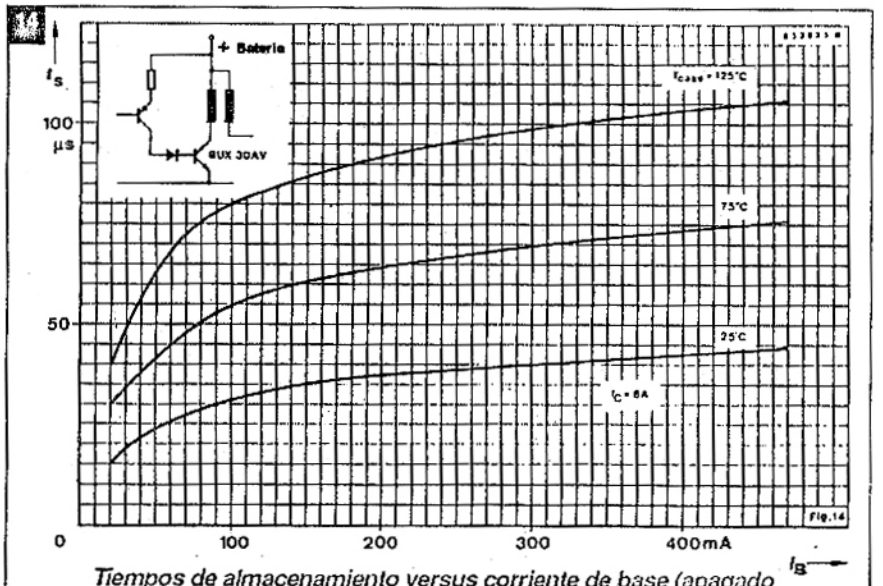
Selección del Darlington para Conmutación y su corriente de base:

Debido a la necesidad de una tensión reducida de trabajo en toda la gama de temperaturas, en etapas de "encendido" de automotores, los Darlington deben trabajar forzosamente en la zona de saturación. Esto da como resultado tiempos de almacenamiento elevados (t_s).

Siguiendo la señal del disparador de encendido (saturación) y la conmutación con lateral de base del Darlington, el tiempo de encendido del dispositivo es extendido por este tiempo de almacenamiento. Esto significa que en velocidades más elevadas, no se mantendrá más el re-

Velocidad (rpm)		Ciclo de enc T (ms)	Angulo de descanso 85% t_p (ms)	75% t_p (ms)	65% t_p (ms)	t_s admisible por 1 % de error de ángulo de descanso 85% (µs)	75% (µs)	65% (µs)
4 cilindros	4 000	7.5	6.37	5.62	4.87	63.7	56.2	48.7
	6 000	5.0	4.25	3.75	3.25	42.5	37.5	32.5
	8 000	3.75	3.19	2.81	2.44	31.9	28.1	24.4
	10 000	3.0	2.55	2.25	1.95	25.5	22.5	19.5
6 cilindros	4 000	5.0	4.25	3.75	3.25	42.5	37.5	32.5
	6 000	3.33	2.83	2.5	2.16	28.3	25	21.6
	8 000	2.5	2.13	1.88	1.63	21.3	18.8	16.3
	10 000	2.0	1.7	1.5	1.3	17	15	13

Tabla 2. Tiempo de encendido versus velocidad y ángulo de descanso



Tiempos de almacenamiento versus corriente de base (apagado por abertura del circuito de base)

querido ángulo exacto de descanso. En este caso debe prestarse atención en el dimensionamiento del circuito de control para lograr tiempos de almacenamiento cortos.

Con el fin de estimar el efecto del tiempo de almacenamiento sobre el ángulo de descanso, los tiempos de encendido de los motores de 4 y 6 cilindros en función de la velocidad aparecen en la tabla dos.

La figura 14 muestra un ejemplo de la típica conducta del tiempo de almacenamiento del BUX 30 AV, como función de la corriente de base bajo las peores condiciones para los requisitos de apagado (circuito de base abierto).

4.1.3.1 Condiciones del circuito para reducir el tiempo de almacenamiento

La gama admisible de sobrecarga del conmutador Darlington del encendido a bobina transistorizado es angostado por el valor límite para el tiempo de almacenamiento admisible. Por lo tanto, con la ayuda de las recomendaciones de conmutación que aparecen en la figura 7, para reducir el tiempo de almacenamiento se tolerará una gran corriente dispersa amplificada. Es significativo comprender las condiciones óptimas de apagado también en sistemas de encendido con bajas demandas sobre la exactitud del ángulo de descanso. El Darlington, por lo tanto, debe ser apagado con una potencia de descarga lo más alta posible, con el fin de alcanzar tiempos de almacenamiento cortos. Al mismo tiempo se supone que el diodo de base colector no será sobrecargado en el modo del Darlington. Eso puede lograrse mejor con la solución (figura 5) elegida en el circuito de medición. Por este arreglo es posible una elevada corriente de descarga durante un tiempo corto, incluso en tensión de apagado negativo inobtenible, que es suficiente para un acortamiento efectivo del tiempo de almacenamiento. Así la capacidad de pulso elevado del diodo puede aprovecharse. La figura 15 muestra el tiempo de almacenamiento mantenido con variaciones mostradas en la figura 7 como un ejemplo con BUX 30 AV para aplicaciones prácticas.

4.1.3.2 Información sobre la determinación de la Corriente de Control

Un procedimiento para determinar los requisitos óptimos de control del Darlington con la ayuda de la información de la hoja de datos se muestra como sigue:

- Característica cantidad h_{FE} cuando V_{CE} = 1,5 V y $T_{cubierta}$ -30°C (ver hoja de datos)
- Aproximación de las condiciones de trabajo del circuito bajo condiciones de límite disperso de la amplificación de corriente del Darlington con la ayuda de las características y las curvas típicas (Fig. 11 y 12). La corriente de base que se obtiene de este modo, es, por regla general, suficiente para garantizar bajas tensiones de saturación. Las curvas en la figura 13 muestran más información sobre las conductas de saturación del Darlington.
- Control del tiempo de almacenamiento con la ayuda de los evalúos de máximos absolutos y las características típicas de acuerdo con la Fig. 14, o en condiciones de apagado óptimas de acuerdo con la Fig. 15.
- Consideración de la corriente aceptable a través del diodo de colector base durante la banda de modo del Darlington.

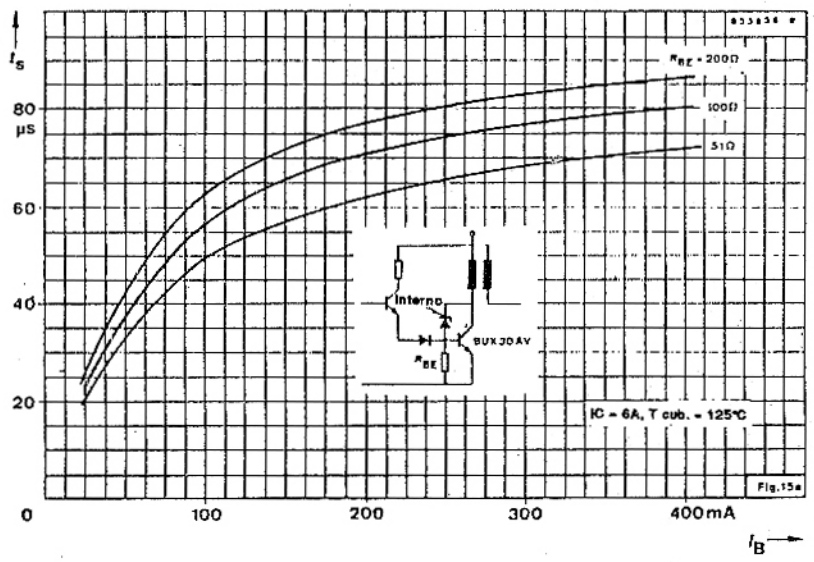
4.2 Etapa 2

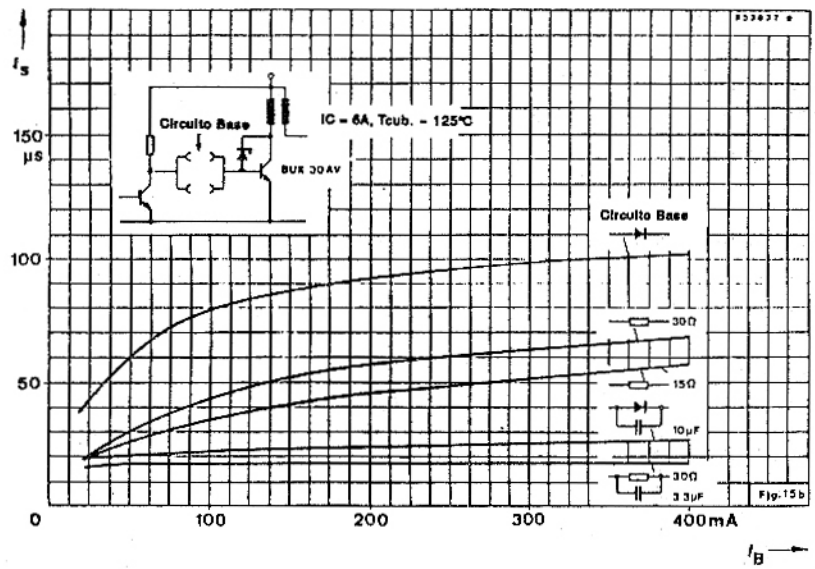
La etapa 2 es el tiempo desde la corriente de carga de apagado hasta llegar a la tensión de encendido (figuras 8 y 9). Después del tiempo de almacenamiento t_s, el Darlington rápidamente apaga. A partir de allí se inducirá una tensión elevada en la inductancia primaria magnetizada, cuya velocidad de aumento disminuirá en algunos circuitos, debido a un paralelo de capacidad con el conmutador Darlington. En el circuito secundario, que en este momento todavía está abierto, una transformación más alta es efectiva para la tensión secundaria, que la determina a través de los bobinados. Es importante que la tensión secundaria alcance muy rápidamente su valor pico.

4.2.1 Consecuencias de los requisitos de tensión del Darlington

a) La tensión de ruptura V_{CEO} del colector emisor del Darlington debe ser más elevada que el cociente de la máxima tensión de encendido y la transformación efectiva del transmisor de encendido en esta fase.

15 a/b





Tiempos de almacenamiento versus corriente de control (corriente de base)

Valor típico: ca. 400V

b) Componentes, que no son aceptados para el modo avalancha, deben ser protegidos por diodos V_Z con V_{CEO} con el fin de impedir una destrucción debido a una carga de energía de ruptura demasiado elevada en la cubierta de una elevación demasiado alta en la velocidad de la tensión primaria, o en un circuito de ignición abierto. Así los evalúos máximos V_{CES} o V_{CBO} no son interesantes para los transistores Darlington con empalme de diodo Z. En el tipo BUX 30 AV con diodo Z integrado $V_{CES} = V_{CEO}$.

4.2.1.1 Típica conducta de ruptura de tensión de Darlingtons de elevado tensión inverso

La fig. 16 sirve para explicar los datos de tensión inversa de Darlingtons y el dimensionamiento de los diodos de empalme.

Tensión de ruptura importante $V_{(BR)CEOmin}$:

Es la tensión de ruptura más baja en la zona de operación segura del Darlington. Esta tensión está garantizada en las hojas de datos de los evalúos máximos del VCEO (Fig. 16).

Dimensionamiento más seguro del circuito de encendido:

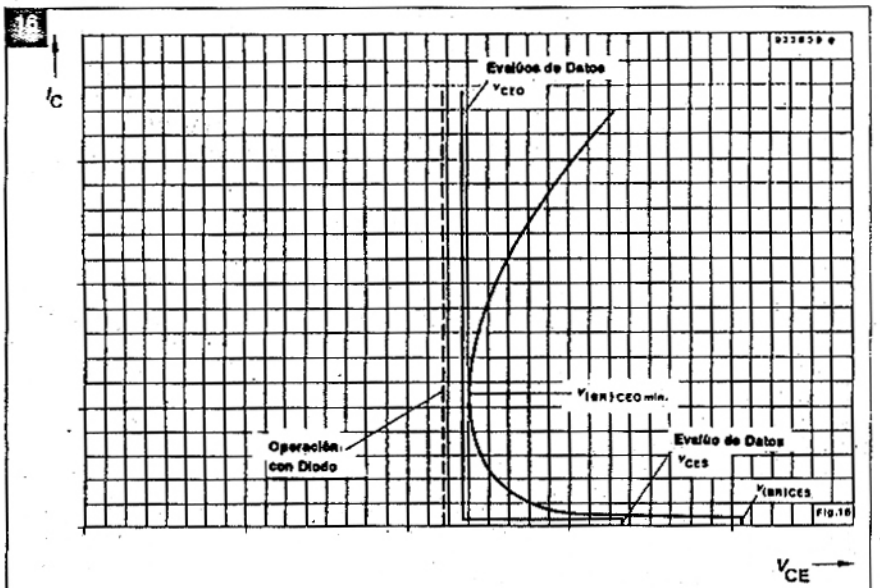
Limitación de la tensión inductiva en un valor que es más pequeño que el valor limitante para V_{CEO}. En casos donde las operaciones de ruptura temporarias del Darlington ocurren en la región de mínima tensión de las características de ruptura como un resultado de una limitación de tensión más dimensionada, no hay peligro para el Darlington, debido a que el mismo tiene una elevada capacidad de energía de ruptura en esta área. Sin embargo los Darlingtons podrían dañarse, si tienen que proporcionar energía de ruptura, debido a la falta de limitaciones de tensión flyback, y si se llega a la tensión de ruptura más elevada $V_{(BR)CES}$ de transistores durante la operación de ruptura en el área de corrientes pequeñas. Esto ocurre, si la corriente decreciente de ruptura no es ya suficiente para la caída de tensión en un resistor paralelo a la conexión base-emisor del Darlington que es necesario para abrir la base. Esta es la condición para la tensión de ruptura más baja $V_{(BR)CEO}$ con la capacidad de ruptura más alta.

Es muy importante cuando se mide tensión de ruptura $V_{(BR)CEO}$ prestar atención a las recomendaciones de los fabricantes (Figura 17).

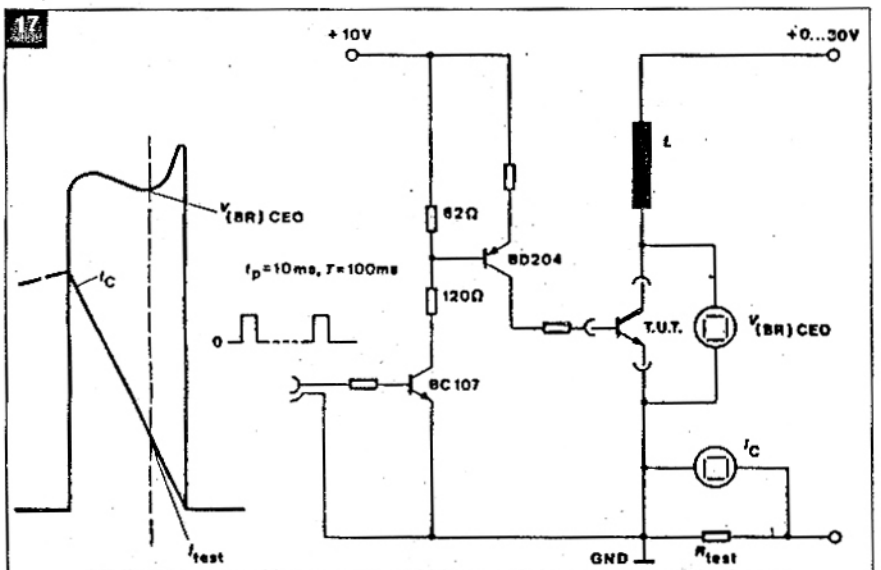
En un caso donde el Darlington, en el encendido de bobina transistorizado, nunca debería cargarse en la ruptura, la limitación de tensión debe ser dimensionada prestando atención a los coeficientes de temperatura de la tensión de ruptura de los diodos Z y del Darlington. La tabla 3 da información sobre las dependencias de temperatura típicas de la tensión de ruptura de los transistores Darlington de Telefunken Electrónica.

Tipo	Condiciones de medición	Coeficiente de temperatura
BUV 30	I_C=4A, L=5.0 mH	T_k 55 mV/°C neg.
BUX 30	I_C=5A, L=0.9 mH	T_k 17 mV/°C neg.
BUX 30 AV	I_C=5A, L=1.5 mH	T_k 55 mV/°C pos.
BUX 37	I_C=5A, L=1.5 mH	T_k 55 mV/°C neg.

Tabla 3 Coeficientes típicos de temperatura de la tensión de ruptura V(BR)CEO



Típica conducta de la tensión de ruptura de los Darlington de potencia.



Midiendo la tensión de ruptura V(BR)CEO (para recomendaciones de conmutación vea la hoja de datos).

El área de tensión de V_{CEO} a V_{CES} (figura 16) si es propagada, puede ser usada sólo en una condición apagada. La corriente permitida en este área corresponde a la corriente de filtrado garantizada más alta para la máxima temperatura de juntura. La medición de $V_{(BR)CES}$ es sólo permitida hasta esta corriente.

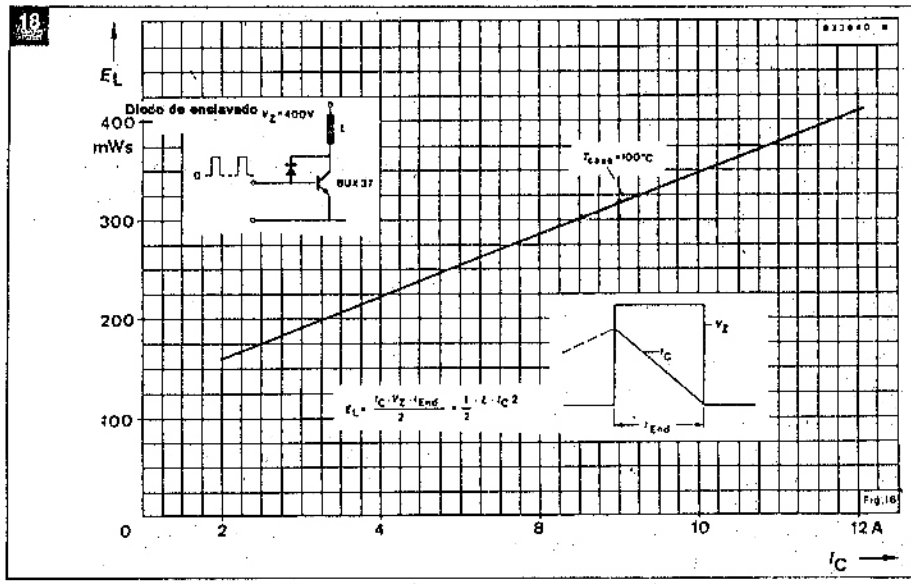
4.2.1.2 Capacidad de energía en modo enclavado de la tensión del Darlington

En el peor caso de operación periódica en modo enclavado en los Darlingtons con limitaciones de la tensión de enclavado deben soportar toda la energía de encendido. Esta condición sucede, si al menos un circuito de bujía es interrumpido completamente. La figura 18 muestra la curva de límite de barrera de un Darlington en $T_{amb.}$ = 100°C para las condiciones usuales de carga en encendido de bobina. La disipación total de disipación de potencia del Darlington es determinada por la diferencia entre la elevada temperatura de la cubierta (100°C) y la máxima temperatura ambiente (vea Fig. 19). La ocurrencia de operación inversa como resultado de oscilación no es peligrosa, debido a que el diodo de emisor colector en el transistor Darlington está dimensionado para corrientes directas elevadas (Fig. 10).

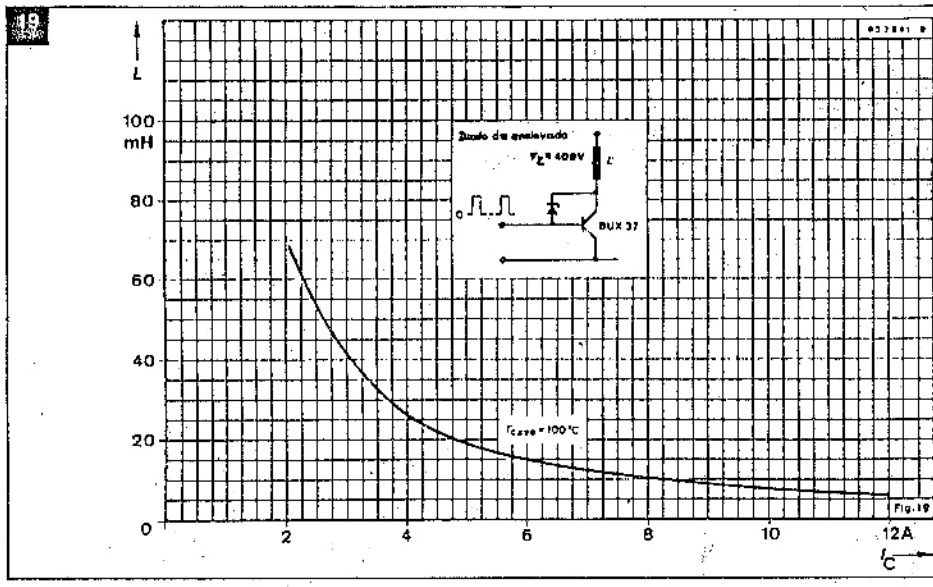
4.3 Etapa 3: Encendido y tiempo de disparo

Cuando la tensión en el bobinado secundario del transformador de encendido ha llegado a la tensión de umbral de encendido se establece en la bujía una tensión de disparo de alrededor de 400V y la energía de encendido magnético, acumulada durante el estado activo del Darlington se descarga. El tiempo de descarga depende de la energía y corriente de disparo en la bujía que es determinada por la proporción del transformador de la bobina de encendido.

Para que la energía sea lo más pareja posible en la operación de toda la gama de velocidades, es importante que la corrien-



Capacidad de energía versus corriente de colector con tensión en modo enclavado.



Inductancia aceptable de colector versus Corriente de colector con modo enclavado.

te de disparo sea medida de modo que incluso en alta velocidad, el tiempo de descarga debido al ángulo de reposo sea suficiente para una completa descarga de energía.

4.3.1 Relaciones de operación en el Darlington

Durante el tiempo de encendido y disparo en el Darlington no aparecen cargas elevadas de tensión. No es peligroso si el Darlington es conectado de nuevo cuando la energía de encendido no ha sido descargada totalmente, siempre que la limitación de corriente de colector funcione correctamente.

5. Resumen

Con los Darlington de potencia de difusión triple de Telefunken Electrónica se pueden diseñar las etapas de conmutación de encendidos a bobina de semiconductores, que sean adecuadas para los diferentes tipos de sistemas de control y tipos de construcción. Esto se aplica también al equipo de encendido con los requisitos más estrictos de exactitud de ángulo de reposo si se han ajustado las condiciones exigidas para corto tiempo de almacenamiento. Por lo tanto no se requieren Darlingtons con diodos de "aceleración" para los sistemas de encendido a bobina transistorizados. Un requisito importante para el dimensionamiento de una etapa Darlington de conmutación para sistemas universales de encendido es que los datos de instrucción apropiados están disponibles para el Darlington y que la conducta de señales para desconexión ("switch off") de los diversos sistemas de control es conocida. ✪

Agradecemos la colaboración prestada por *TELEFUNKEN Alemania* y *ROMEX S.A.* para la elaboración del presente artículo.

FIBRAS OPTICAS

Segunda parte

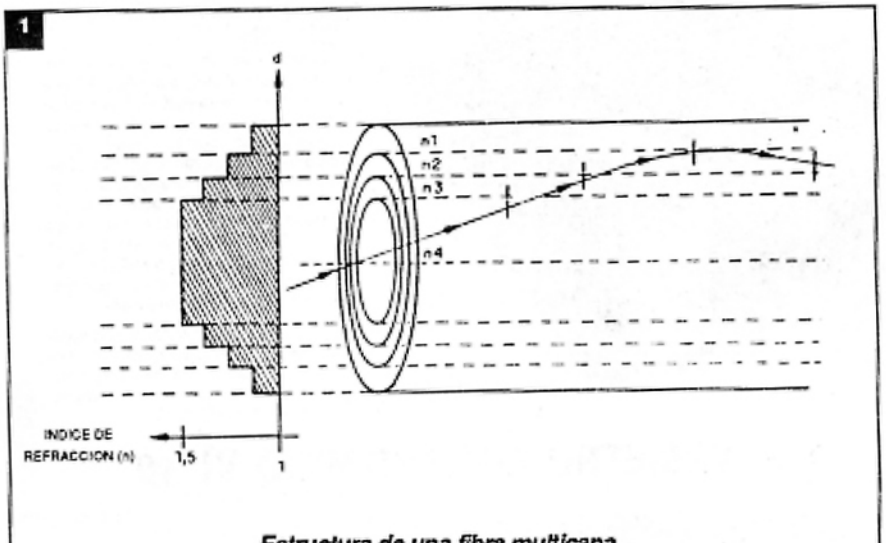
En la primera parte de este artículo analizamos algunos conceptos básicos referentes a la naturaleza de la luz y vimos de qué modo una fibra de material transparente, como el vidrio, puede a través de reflexiones totales sucesivas conducir luz incluso en trayectorias curvas. No precisamos volver a hablar de lo que esto significa en términos prácticos, teniendo en cuenta que la atenuación que una señal óptica sufre en una fibra es, en la actualidad, decenas o centenares de veces menor que la atenuación sufrida por una señal eléctrica en un cable metálico. En la segunda parte de este artículo hablaremos un poco más de las propiedades y principios de funcionamiento de estas fibras, y además, del modo en que son fabricadas. Una estructura de material tan frágil como el vidrio, y con dimensiones que no superan fracciones de milímetros, exige una tecnología muy avanzada para el proceso de fabricación, y éste puede ser el motivo de que solamente ahora tengamos una disponibilidad mayor para aplicaciones prácticas.

Por Newton C. Braga

Como vimos en el artículo anterior, la utilización de una capa de material de índice de refracción menor, que la de su núcleo que es la parte conductora, además de eliminar los problemas de rayaduras, nos llevaba a la elaboración de fibras ópticas de mayor confiabilidad, con mucho mayor rendimiento.

A partir de esa estructura, diversas otras técnicas permitirán la elaboración de fibras con buenos rendimientos y hasta mayor resistencia mecánica.

Así, un tipo interesante de fibra es aquella en que se forman materiales con índices de refracción escalonados alrededor de un núcleo, como muestra la figura 1.



Estructura de una fibra multicapa.

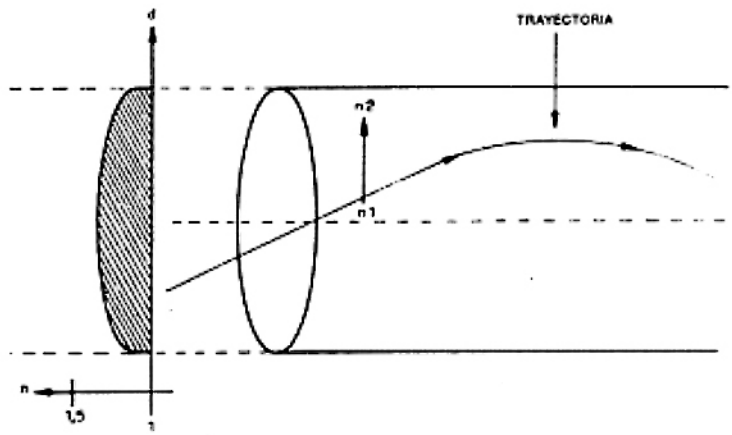
A partir del núcleo de material de mayor índice de refracción tenemos capas sucesivas, con materiales de índices de refracción que van disminuyendo gradualmente.

De esta forma, un rayo de luz que tenga que propagarse por esta fibra es curvado en una trayectoria como la que muestra la figura 1, quedando totalmente "preso" en su interior. La trayectoria es entonces formada por pequeños segmentos de recta que tienen sus extremos en el punto en que ocurre la transición de índice de refracción de una capa a otra.

Otro tipo de fibra, que presentará un comportamiento semejante al de la anterior, aparece en la figura 2.

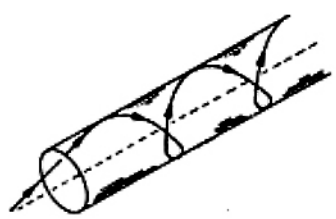
En esta fibra tenemos un material en que el índice de refracción disminuye continuamente del centro hacia los bor-

2



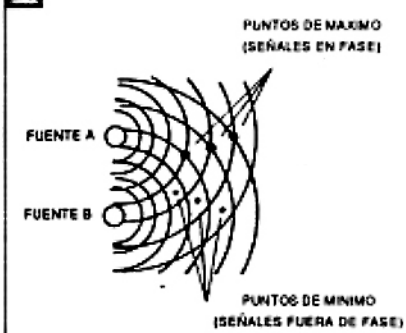
En esta fibra el índice de refracción aumenta continuamente de los bordes hacia el centro.

3



Trayectoria espiral de la luz en una fibra con índice de refracción variable del centro hacia el borde.

4



Señales en fase ven sumada su intensidad; en oposición de fase se cancelan.

des, de modo que se comporta como una fibra "escalonada" pero de grados infinitamente pequeños. De esta forma, un rayo de luz que deba ser transmitido por esta fibra se curva en una trayectoria espiral, si entra en la fibra en un ángulo oblicuo, como muestra la figura 3.

El resultado líquido de la transmisión de luz a través de una fibra con esta estructura es importante, pues ocurre una baja dispersión, mientras en la estructura con una capa única de material diferente, tenemos una dispersión mayor, que ocurre justamente en las transiciones entre los dos materiales.

Otro factor importante que debe considerarse: mientras que en la fibra que tiene el núcleo de material de densidad única, donde la luz se propaga, la velocidad es constante (la misma para cualquier punto), en la fibra de densidad que decrece en los bordes, los rayos de luz viajan con velocidad mayor en esta región y con velocidad menor en el centro.

El resultado es que velocidades diferentes de propagación pueden ser importantes para un fenómeno denominado "interferencia" que analizaremos a continuación.

Interferencias

Para facilitar la comprensión de los principios básicos de funcionamiento de una fibra óptica, consideramos la luz como algo que se propaga en la forma de un rayo infinitamente fino y en línea recta. Sin embargo, no es lo que ocurre en la práctica.

El carácter ondulatorio de las emisiones de luz no debe ser olvidado, principalmente en función de algunos fenómenos que pueden ocurrir.

Vamos a suponer que tengamos dos fuentes de señales electromagnéticas (que pueden ser luz común) de frecuencia única, como muestra la figura 4.

La combinación de las dos señales en determinados puntos puede tener como resultado una suma de sus amplitudes o el cancelamiento como muestra la misma figura: tenemos entonces puntos nulos, en que no se nota la presencia de radiación por cancelación de ambos frentes de onda.

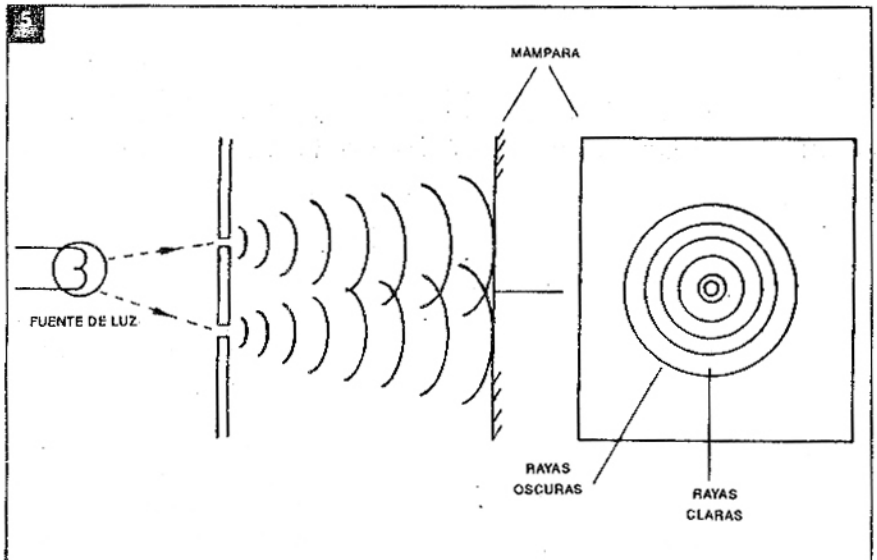
Este fenómeno puede observarse en relación a fuentes puntuales de luz con la formación de anillos de interferencia, como muestra la figura 5.

En los lugares en que la radiación incide con la misma fase tenemos el refuerzo con la aparición de anillos claros. En los puntos en que la radiación incide con oposición de fase y ocurre la cancelación, tenemos la aparición de bandas oscuras.

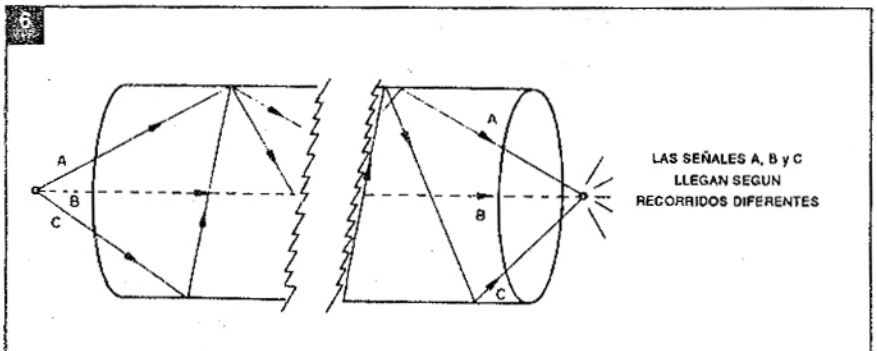
En una fibra óptica, la interferencia puede ocurrir con la radiación que se propaga en diversas trayectorias, dado que la fuente de emisión normalmente no consiste en un punto único, sino que tiene una cierta extensión.

Puede ocurrir entonces que justamente en el punto de "captación" de radiación tengamos una banda de interferencia o un punto "oscuro" con menor intensidad de señal. Es lo que ocurre en el ejemplo de la figura 6 en que tenemos dos "trayectorias" diferentes para la luz, a través de la fibra llegando al final, justamente en oposición de fase con una interferencia destructiva.

El diámetro de una fibra óptica influye de modo de permitir que tengamos mayor o menor "cantidad" de trayectorias posibles para que la luz se propague a través de ella. Así, tenemos diversos modos de propagación que son clasificados de acuerdo a su orden.



Anillos de interferencia obtenidos con orificios circulares (figuras de Fresnel).



Problemas de interferencia en una fibra óptica.

Evidentemente el modo de orden más bajo es aquel que corresponde a la propagación directa, mientras que el orden más alto es aquel que sufre más reflexiones.

En la figura 7 tenemos la ilustración de tres órdenes de modos de propagación en una fibra óptica. Es importante observar que una cantidad mayor de modos posibles de propagación de una señal en una fibra óptica reduce la banda pasante, ya que las posibles interferencias causan una deformación en un pulso, como lo muestra la misma figura.

Lo que ocurre en este caso es que, para una fuente de una cierta extensión, en la producción del pulso, luz de diferentes regiones entra al mismo tiempo en la fibra óptica, pero como los pulsos recorren trayectos diferentes, llegan al final en tiempos diferentes.

Si la trayectoria a ser recorrida fuera muy larga, y los pulsos que deben ser transmitidos, muy cercanos (una frecuencia muy alta de señal), la diferencia de tiempos de llegada puede volverse suficientemente grande para que tengamos una pérdida de identidad de la señal, como muestra la figura 8.

Para una frecuencia de 200MHz por ejemplo, a una distancia de 100 metros los pulsos ya comienzan a llegar suficientemente próximos para que tengamos una deformación considerable de la señal, pero todavía la información puede ser recuperada. Sin embargo, con 200 metros, en esta misma frecuencia, los pulsos ya se "deforman" lo suficiente para que la información no pueda ser recuperada.

Una especificación importante en una fibra óptica es su banda de utilización en Megahertz x kilómetro (MHz x km). Así, una fibra óptica de 200MHz x km puede transmitir una información en la frecuencia de 200MHz a una distancia de hasta 1km sin que ocurra la "deformación" total de la información, o bien una información en la frecuencia de 100MHz a 2km, sin problemas.

Las fibras de diversas capas o con índice de refracción que cambia gradualmente presentan un comportamiento que hace más amplia la banda de utilización.

En una fibra de este tipo, la propagación de las trayectorias de bajo orden se hace según un material de densidad constante y mayor que el de la periferia, ya que la mismas se propagan más por el centro de la fibra. El resultado es una velocidad menor.

Las señales de orden más alto se propagan más por el material de índice menor de la periferia donde la velocidad es mayor. De esta forma la velocidad mayor compensa la trayectoria más larga y las señales tienden a recorrer la fibra en el mismo intervalo, independientemente de su comportamiento.

Tipos de fibras

Además del vidrio, el plástico también puede ser usado en la fabricación de fibras ópticas. Tenemos entonces tres tipos básicos:

a) fibras con núcleo de plástico y capa plástica;

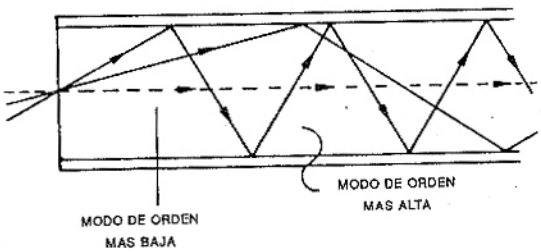
b) fibras con núcleo de vidrio y capa plástica - también llamadas PCS;

c) fibras con núcleo de vidrio y capa de vidrio - "silica-clad silica".

Los vidrios empleados en la fabricación de las fibras pueden contener también materiales como el plomo, sodio o también boro. Las propiedades conferidas por estos materiales pueden volver a las fibras más adecuadas para aplicaciones específicas.

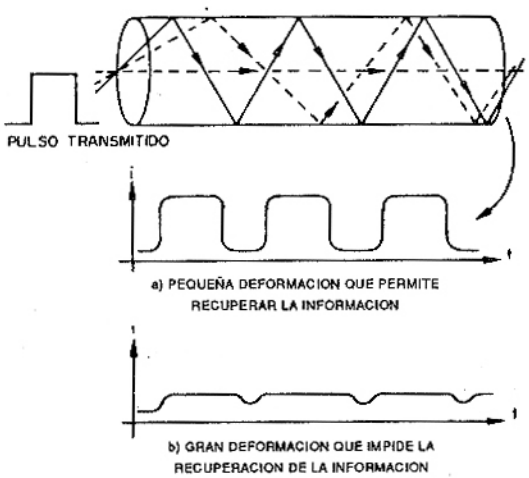
Veamos a continuación cómo se fabrican las fibras más comunes:

7



Modos de propagación en una fibra óptica.

8



Pérdida de identidad de las señales causada por interferencia.

Fibras plásticas

Las fibras ópticas de plástico son construidas con material transparente, que presenta como principal propiedad el diámetro elevado (del orden de hasta 1mm), flexibilidad y fácil preparación de los acoplamientos. Las extremidades pueden ser preparadas para conexiones ópticas simplemente mediante el corte con una hoja de afeitar. Mientras tanto, estas fibras presentan pérdidas razonables lo que limita sus aplicaciones a la transmisión de señales que no sobrepasan algunos metros. También debe ser tenido en cuenta que el plástico no es tan resistente a la acción de temperaturas elevadas, debiendo preverse una protección especial.

Fibras de vidrio

Por sus propiedades, éste es el material preferido en la fabricación de las fibras ópticas, si bien exije técnicas más elaboradas.

En la figura 9 tenemos el proceso primitivo en que se parte de un tubo cilíndrico de vidrio de mayor densidad que es envuelto por una capa de material de menor densidad.

Sometido a una temperatura elevada en el extremo, el conjunto se funde y "escurre" dando origen a un hilo fino que es la propia fibra óptica.

Este proceso resulta en fibras ópticas con pérdidas algo elevadas, del orden de 500dB/km, pero la utilización de materiales especiales ha producido fibras que pueden ser usadas con éxito en sistemas de comunicación a corta distancia. Un proceso alternativo mejor se muestra en la figura 10.

Tanto el vidrio fundido de mayor densidad como el de menor densidad, mantenido en crisoles de platino, son extrudados por una salida única, de modo de formar una fibra óptica.

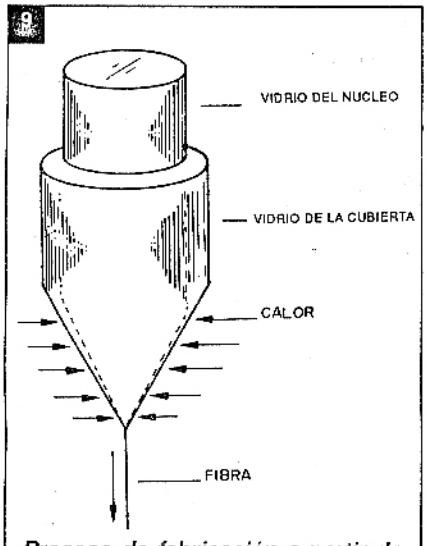
Este proceso permite la producción de fibras con bajas pérdidas y además de esto en un proceso continuo, lo que significa que no hay limitación para el largo de la fibra a fabricar.

Fibras de Sílice

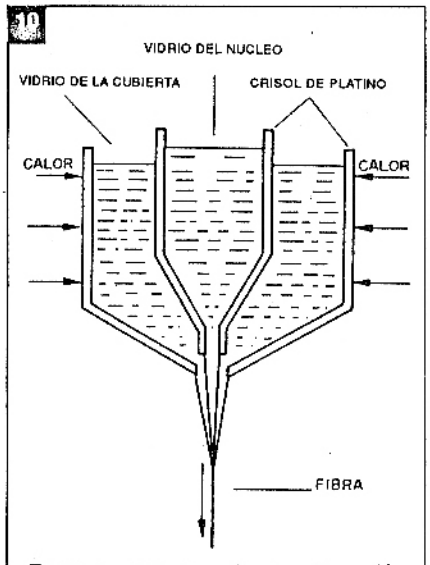
El sílice es un material que existe en la forma natural como cuarzo. Este material también puede ser producido sintéticamente y presenta pérdidas ópticas internas muy bajas, lo que lo hace ideal para la fabricación de fibras ópticas.

Sin embargo, este material presenta un índice de refracción muy bajo en relación al vidrio y otros materiales como el propio aire que debe envolverlo, lo que dificulta su utilización en la práctica, pues la capa externa, como vimos, debe tener un índice de refracción todavía menor. Para la utilización de este material, se debieron desarrollar técnicas especiales.

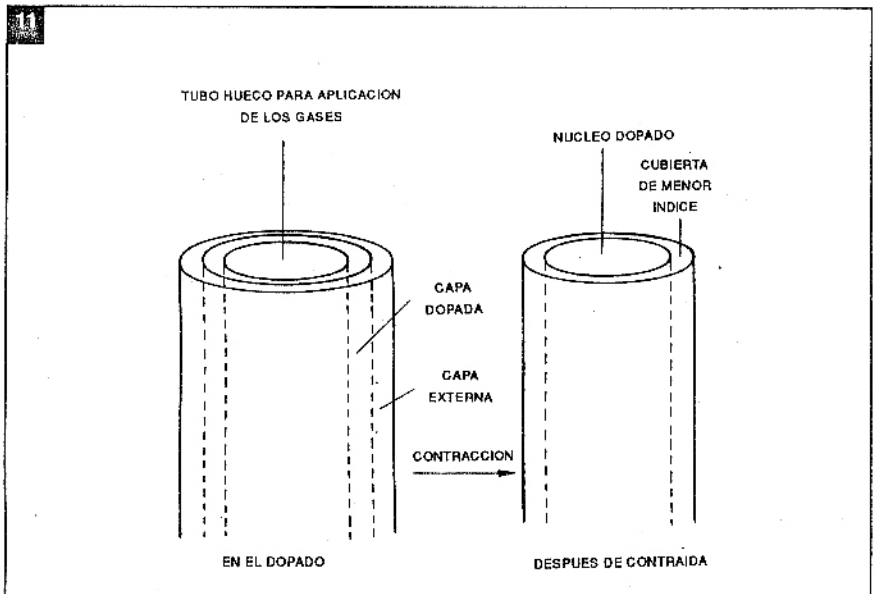
Una de las técnicas se llama VDS ("vapour deposited silica") y consiste en depo-



Proceso de fabricación a partir de un tubo grueso de vidrio cubierto con vidrio más fino de la capa.



Proceso que permite la obtención de fibras con pérdidas bajas.



Fabricación por dopado.

sitar capas radiales de germanio dopado con sílice en un tubo central (núcleo) que pasará a tener un índice de refracción mayor.

El tubo es posteriormente contraído, de modo de formar la fibra óptica, como muestra la figura 11.

Estas capas son producidas pasando gases por el tubo, al mismo tiempo que se los calienta. Por la variación de los constituyentes de estos gases tanto la región interna de mayor índice de refracción como las capas pueden ser formadas.

Como la composición de los gases en función de los dopantes puede ser modificada de manera prácticamente continua, es fácil graduar la producción de modo de resultar en una estructura con índice de refracción que se modifica continuamente, cuando la recorremos del núcleo hacia los bordes.

Esta técnica permite la producción de fibras ópticas con pérdidas que llegan solamente a 1dB por kilómetro, pero los tipos comerciales están, en general, en la banda de los 5dB por kilómetro.

Fibras PCS

Estas fibras consisten en un núcleo de sílice puro sobre el cual se aplica una capa de resina de silicona de menor índice de refracción, como muestra la figura 12.

Esta técnica permite la construcción de fibras ópticas de grandes diámetros. Las pérdidas obtenidas para estas fibras no son de las menores, ocurriendo una cierta penetración de luz en el material de la capa externa, pero los valores son aceptables para muchas y variadas aplicaciones.

Este pasaje de la luz del núcleo hacia el material exterior ocurre principalmente en los modos de propagación de mayor orden, cuando el ángulo de incidencia en las paredes (puntos de reflexión) es mayor.

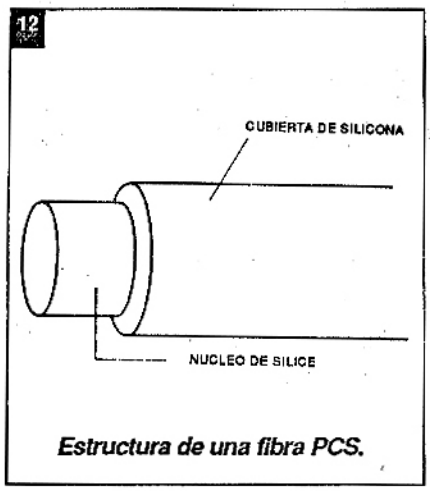
Esto significa que la fibra debe ser usada con ángulos de abertura menores, de modo de evitar justamente la incidencia de la radiación en ángulos en que las pérdidas sean mayores con este tipo de fibra.

Fibras de este tipo poseen, entonces, especificaciones de pérdidas que dependen del ángulo considerado, según una característica no lineal.

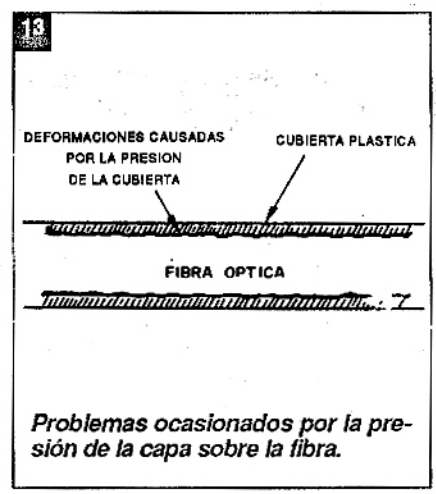
Hilos y cables

Si bien muchas fibras presentan una resistencia mecánica considerable, su utilización sin ninguna protección externa no es interesante. La propia acción del medio ambiente, contactos y choques mecánicos con otros objetos pueden deteriorar la fibra alterar sus características y hasta daños irreparables.

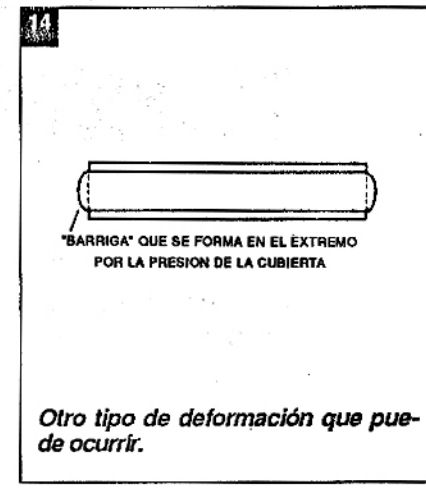
Por esto, existen protecciones exter-



Estructura de una fibra PCS.



Problemas ocasionados por la presión de la capa sobre la fibra.



Otro tipo de deformación que puede ocurrir.

nas semejantes a las usadas en los cables conductores de energía eléctrica comunes.

En las fibras del tipo PCS la protección puede ser la misma resina de siliconas.

Esta misma resina también puede ser usada para servir de protección externa para otros tipos de fibras. La capa externa de una fibra que mantiene contacto directo con la misma para su protección es denominada "capa primaria".

Es importante observar que la protección externa de una fibra debe ser cuidadosamente proyectada de modo que no altere las características ópticas presentadas. Pequeñas imperfecciones de la capa que fuercen una fibra a pequeñas curvas (microcurvas) en determinados puntos, puede afectar sus características y con eso provocar pérdidas. Estas microcurvas pueden, por ejemplo, ser provocadas por una presión mayor de la capa sobre la fibra en el momento de la fabricación, deformando su material, como sugiere la figura 13.

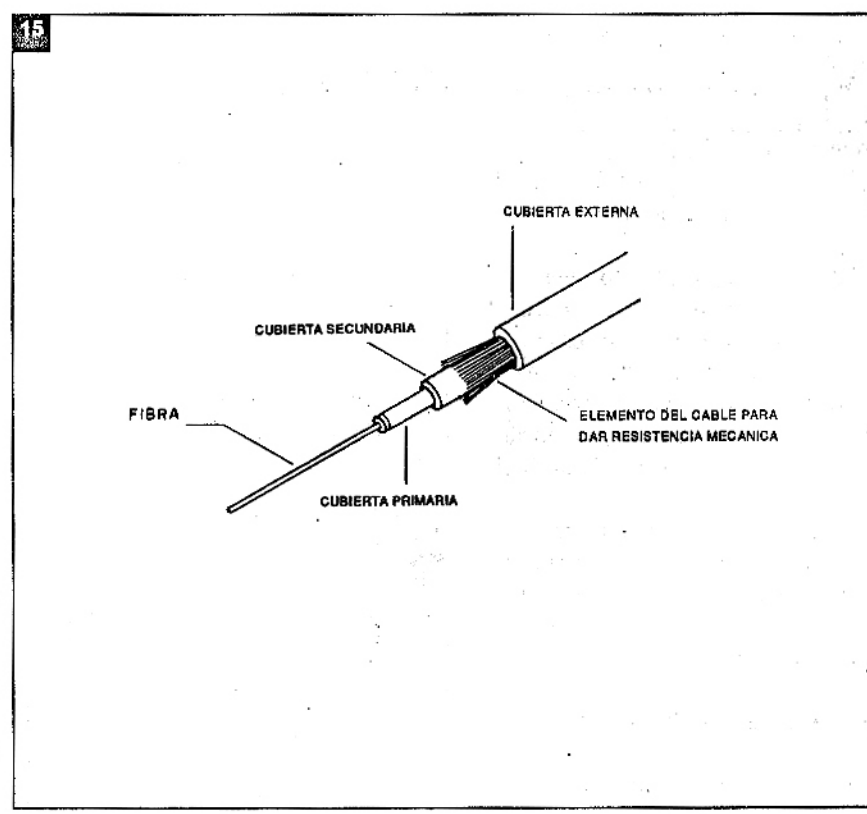
La contracción del material de la capa, principalmente en el caso del plástico puede también hacer que la fibra se doble, formando una trayectoria en hélice que es responsable por pérdidas indeseables. La utilización de un severo control del material empleado en la elaboración de las capas de hilos es la mejor solución para obtener fibras con pérdidas muy pequeñas.

Un problema importante que debe preverse con la utilización de una capa que, por deformación aprieta la fibra, es el efecto que eso causa en los extremos.

Lo que ocurre es una deformación del extremo de la fibra que dificulta su acoplamiento a dispositivos receptores y transmisores, como sugiere la figura 14.

Hay técnicas especiales que prevén esta deformación para utilización de conectores y acopladores especiales.

Del mismo modo en el caso de cables comunes, las fibras pueden ser agrupadas en cables, como muestra la figura 15.



Los mismos cuidados en relación al material, esfuerzos mecánicos y deformaciones deben tomarse de modo de evitar problemas que afecten las características ópticas de las fibras.

Observe la existencia de un material sólido de alta resistencia mecánica como soporte central para el cable, y que permite un aumento de su resistencia a la tensión mecánica. ✪

TECNICAS DE SINCRONIZACION

Los que trabajan con televisores conocen perfectamente la importancia de un detalle que muchas veces no recibe la merecida atención: la "sincronización de la imagen", que sólo se recuerda cuando el receptor cuando el receptor comienza a exhibir deficiencias en ese aspecto. Este artículo analiza este tema de máxima importancia para el técnico reparador.

Por Ing. David Marco Risnik

Nada más desagradable e irritante que ver una imagen con sincronismo vertical pobre, que tiembla o se "escapa" hacia arriba y hacia abajo, independiente de la posición del ajuste vertical.

Muchos receptores modernos prescinden hasta de los controles de barrido con acceso para el usuario, basándose en la "altísima" estabilidad alcanzada por los osciladores de la moderna tecnología, pero que sin embargo, tarde o temprano pueden presentar también defectos.

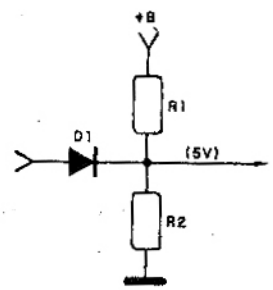
Vamos a debatir sobre este tema algunos aspectos que juzgamos de gran importancia para el técnico reparador, relativos al problema de la sincronización.

La importancia del sincronismo

A pesar de ser ya bastante conocida por el técnico veterano, vamos a presentar una síntesis de la importancia del sincronismo en televisión, para ordenar la exposición del tema a tratar.

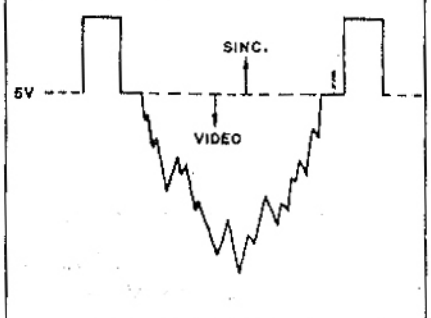
Por la propia característica de desarrollo de la imagen, se hace evidente la importancia de su **sincronización.** La cámara de televisión desempeña una función óptica similar al proceso de lectura de un libro, o sea las informaciones relativas al "brillo y color" (informaciones de video) de cada punto de la escena son leídas en un proceso secuencial "punto a punto" hasta completar una **línea** de barrido, y "línea a línea" hasta completar un **campo** de imagen. Este es el proceso que identificamos como **descomposición** de la imagen, pues en realidad, la misma que se presenta originalmente como un todo está siendo descompuesta, está formada por "elementos" bien definidos de imagen. Estos elementos de la imagen son entonces procesados eléctricamente y "transmitidos" con auxilio de una portadora de R. F. El receptor, después de tener estos elementos de la imagen, realizará la operación inversa, la composición, o sea **compondrá** nuevamente, por la recolocación ordenada en la pantalla del cinescopio, cada uno de los elementos recibidos.

1



CIRCUITO SEPARADOR ELEMENTAL

2



EJEMPLO DE SEÑAL DE VIDEO

Observen que citamos el término recolocación ordenada, o sea en exacta concordancia con su posición original en la escena antes de ser descompuesta. Para que esta condición sea respetada entra en acción la importancia del **sincronismo**.

Como el barrido o exploración de la imagen obedece a dos tipos de movimientos: horizontal y vertical, son emitidos por la cámara dos señales de sincronismo: **el vertical y el horizontal**.

La señal o "pulso de sincronismo horizontal" tiene por objetivo señalizar el comienzo de exploración de una línea de barrido, mientras que la señal o "pulso de sincronismo vertical" tiene por objetivo señalar el comienzo de exploración de un campo.

Podemos ahora caracterizar perfectamente la importancia de estas señales de señalización de sincronismo, pues es

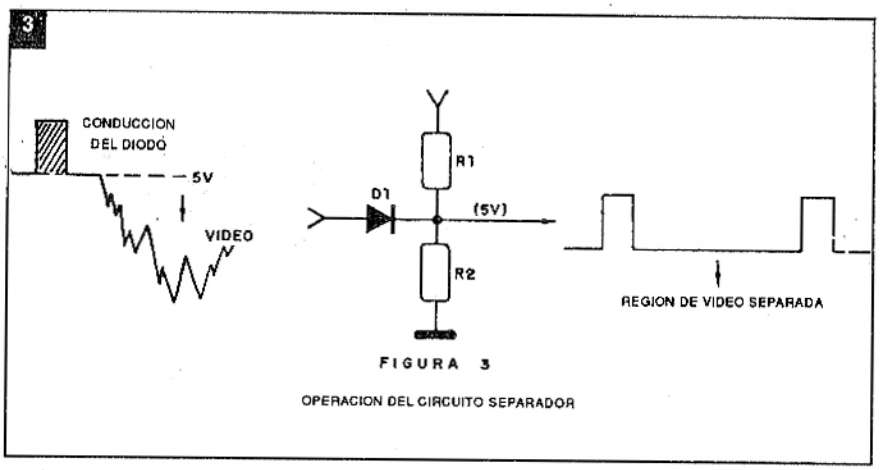
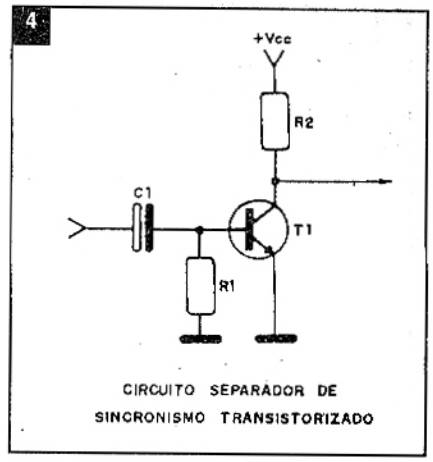


FIGURA 3

OPERACION DEL CIRCUITO SEPARADOR



CIRCUITO SEPARADOR DE SINCRONISMO TRANSISTORIZADO

gracias a ellas que el receptor consigue recomponer ordenadamente la imagen.

Separador de sincronismo

Como las señales de video y sincronismo, a pesar de presentar características bien definidas, totalizan un único **compuesto** recibido por el receptor, se hace necesario realizar una **separación** entre ambos para que sean procesadas cada cual por el circuito adecuado: o sea, la señal de video por los circuitos de video y la señal de sincronismo por las etapas de deflexión.

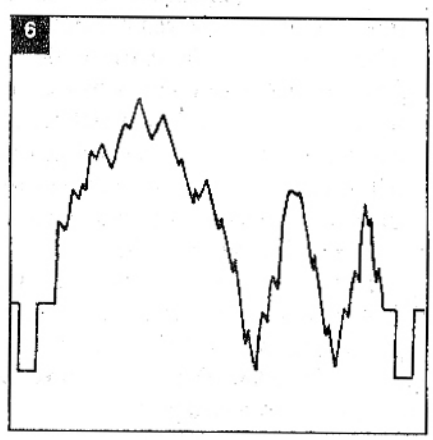
Los pulsos de sincronismo ocupan la región por encima del nivel de negro de la señal de video, y por lo tanto no interfieren con la imagen (no son visibles en la pantalla). Por ocupar esta región bien definida, su separación del resto de la señal es obtenida fácilmente mediante un circuito **separador**.

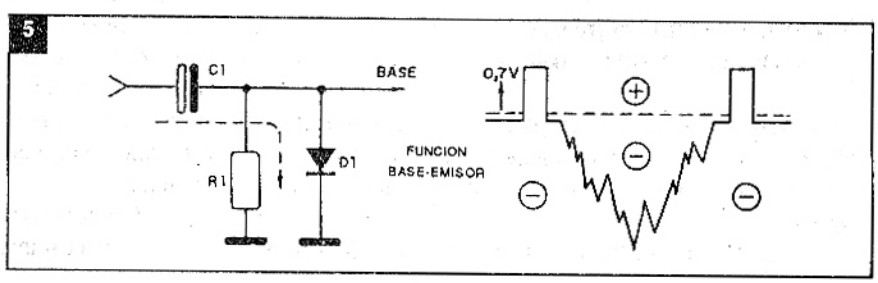
Vamos a presentar a continuación algunas opciones de circuitos que pueden ejecutar esta operación. La figura 1 presenta un circuito elemental de separados que emplea un único diodo rectificador de señal y un divisor de tensión resistivo. Para ilustrar su operación consideraremos una señal compuesta de video como la ilustrada en la figura 2, donde el nivel de pedestal de sincronismo es igual a 5 Vdc (5 Volt de C.C.), siendo definido por lo tanto que por debajo de 5Vdc encontraremos sólo la región de "video" y por arriba de 5Vdc encontraremos sólo pulsos de sincronismo. Dentro de este ejemplo, el circuito separador de la figura 1 deberá dar pasaje solamente a información contenida por encima de los 5Vdc, pues la misma corresponde a los pulsos de sincronismo. Para esto, polarizamos el cátodo del diodo D1 con una tensión fija de 5V, proporcionada por el divisor resistivo R1/R2, mientras que la señal de video compuesta es aplicada a su ánodo. Observe entonces por la figura 3 que mientras la tensión de ánodo permanece por debajo de 5V (región de video) el diodo D1 permanecerá polarizado inversamente y por lo tanto en la región de corte, no permitiendo con esto el pasaje de la señal. Cuando se aplica una señal con nivel superior a 5V (pulsos de sincronismo) el diodo D1 pasa a ser polarizado directamente, conduciendo la señal.

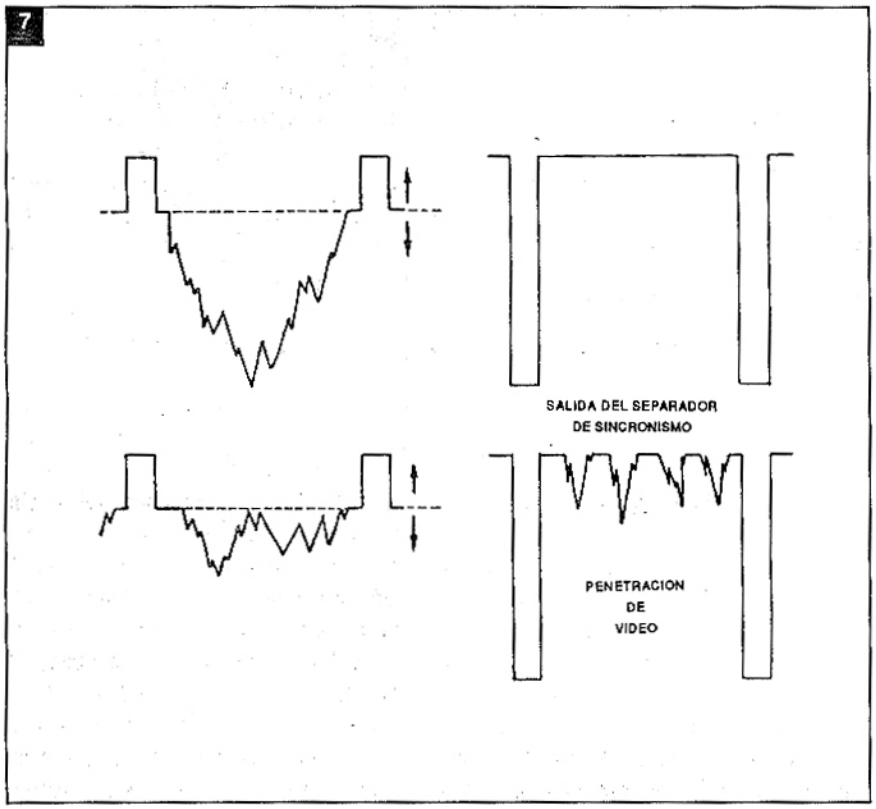
Con esta operación de **separación** fue posible "separar" los pulsos de sincronismo del resto de la señal de video.

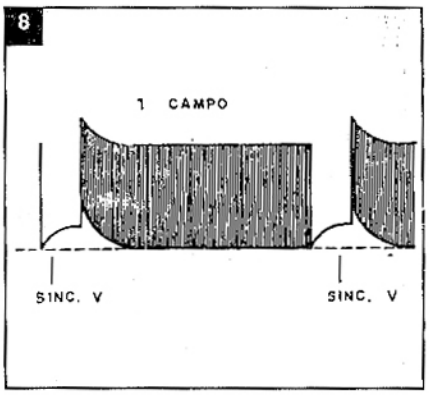
Este es principio elemental de los circuitos separadores de sincronismo, existiendo obviamente circuitos más elaborados para ejecutar esta tarea con mayor eficacia. Observen ahora el circuito presentado en la figura 4, que constituye a primera vista un amplificador transistorizado en emisor común. Si observamos mejor este cirucito, notaremos que no existe polarización en la base, o sea el terminal de base del transistor NPN está conectado a tierra (potencial 0V) por el resistor R1.

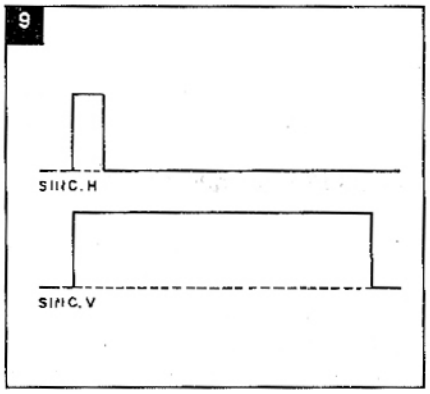
En esta condición el transistor T1 permanece "cortado", o sea sin corriente de colector. Al aplicar una señal de video a la base de este transistor a través del capacitor de bloqueo C1, el diodo base-emisor de T1 constituirá con C1 un circuito "trampa" como muestra la figura 5. En esta configuración, por efecto de con-











ducción del diodo base-emisor, el capacitor C1 será cargado durante el semiciclo positivo de la señal, presentando un nivel DC que es adicionado a la señal, desplazándola parcialmente hacia la región negativa. Observen entonces que solamente durante la aparición de los pulsos de sincronismo que la base de T1 se vuelve positiva llevando este transmisor a la conducción. En el colector de este transistor tendremos entonces solamente los pulsos de sincronismo ya separados de la señal de video.

La ventaja de este circuito separado de sincronismo en relación al anterior presentado, está en el hecho que además de la separación, el transistor ofrece la señal de sincronismo ya amplificada.

Precauciones en los proyectos de separador de sincronismo

A pesar de sencillo, la etapa separadora de sincronismo exige algunos cuidados especiales que serán discutidos ahora.

Teóricamente, como ya afirmamos al comienzo, existe una división bien definida entre las regiones de ocupación de la señal de video y de los pulsos de sincronismo. Si en la transmisión de la señal por la emisora estas características no fueran obedecidas rigurosamente, en la recepción de la señal, bajo determinadas circunstancias, puede ocurrir un ligero avance de las señales, que no respetan este límite.

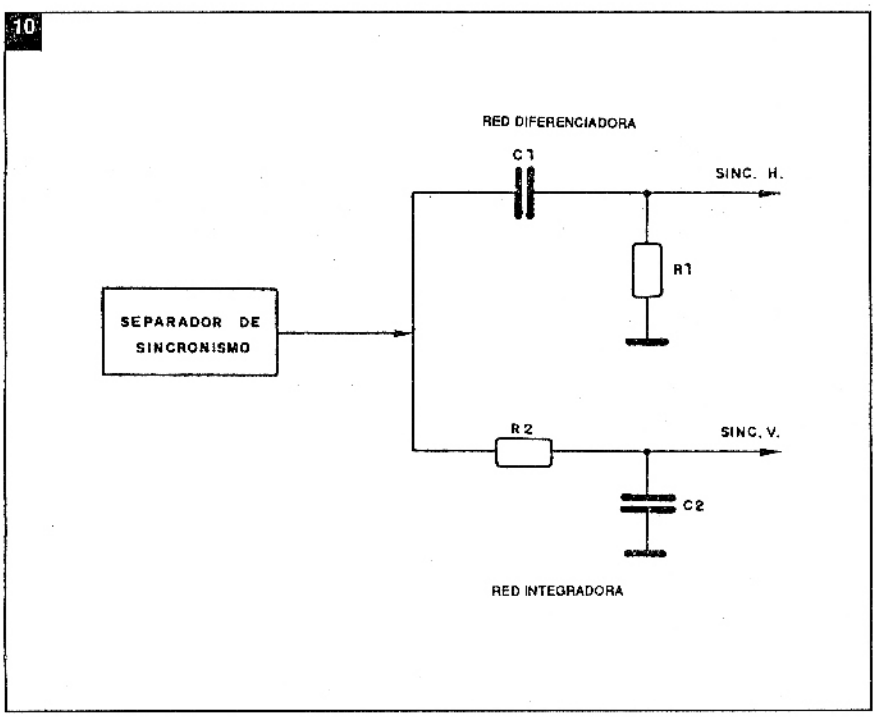
Entre los factores que causan esta irregularidad, el de mayor efecto es sin duda alguna el **ruido**. Observe la figura 6, donde se puede notar que la señal de video avanza el límite de la región de negro destinada exclusivamente a los pulsos de sincronismo.

Es fácil concluir, que este avance inevitablemente provocará falsas señales en la salida del separador de sincronismo. Esta deficiencia es conocida como penetración de "video" en la región de sincronismo y su consecuencia en la deflexión es bastante drástica, volviendo inestable la sincronización.

Ya afirmamos que el circuito separador de sincronismo opera por el principio del circuito "trampa" desplazando el nivel DC de la señal de video de manera que solamente la región de los pulsos de sincronismo alcancen la amplitud suficiente para llevar al transistor a la conducción. Observen entonces que al transcurrir esta operación, podemos afirmar que la misma será tanto más efectiva cuanto mayor sea la "amplitud" de la señal de video aplicada en la base del separador, pues en este caso la región límite de la señal de video estará más distante de los pulsos de sincronismo. Considerando que el comienzo de conducción de un transistor de silicio con emisor a tierra se da a los 0,6V, es aconsejable que la amplitud mínima de los pulsos de sincronismo de la señal de video en la base de este transistor sea mayor que esta cifra. Señales con amplitudes "menores" volverán la región límite más indefinida, con la consiguiente "penetración" de video en la salida del separador como muestra la figura 7.

Un tercer cuidado que se debe tomar en relación a la etapa separadora de sincronismo es la pérdida de alineamiento

10



D.C. de la señal de video, o sea, el nivel de tope de sincronismo debe ser rigurosamente idéntico durante toda excursión de un campo (nivel de blankin). A pesar de ser deseable, esta condición muchas veces no se obtiene, y su causa fundamental está en la componente de frecuencia de 50Hz de la señal, debida a la recurrencia del barrido vertical.

Este es el motivo por el cual el acoplamiento de señales de video cuando es realizado por capacitor, exige altos valores (capacitores electrolíticos) para que esta componente de 50Hz no sea perjudicada.

El desnivelamiento de la señal se puede observar por un osciloscopio colocado para barrido (base de tiempo) en la banda de los mseg. (milisegundos), donde podremos observar por lo menos un pulso de sincronismo vertical (período de un campo = 20 mseg.) así como ilustra la figura 8. La pérdida de alineamiento DC de la señal causará una irregularidad de cargas en el circuito trampa, y en consecuencia la salida del separador de sincronismo exhibirá deficiencias, principalmente en la región próxima al pulso vertical, ocasionando "pérdida de sincronismo" horizontal durante el comienzo del barrido. Este efecto es conocido como "torcimiento" zigzagueo en la imagen.

Circuito diferenciador e integrador

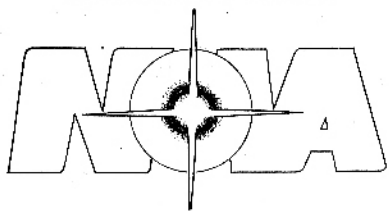
Una vez separados los pulsos de sincronismo, la etapa siguiente consiste en identificar y dirigir a sus respectivos circuitos los pulsos de sincronismo; como todos ya saben, se realiza por la diferencia de ancho entre ellos. La duración o ancho del pulso de sincronismo vertical es bastante superior a la duración o ancho del pulso de sincronismo horizontal, como muestra la figura 9.

Así, para el receptor esta tarea de distinguir entre estos pulsos se vuelve bastante simple: en la salida del separador de sincronismo están presentes ambos pulsos, o sea el vertical y el horizontal, que a partir de ahí alimentarán los circuitos de identificación de ancho. Llamamos "circuito diferenciador" a la red RC constituida como un filtro pasaaltos, permitiendo el pasaje de los pulsos de pequeña duración como los horizontales.

Llamamos circuito **integrador**, a la red RC constituida como un filtro pasabajas permitiendo el pasaje de los pulsos de gran duración como los verticales. Por lo tanto, a la salida de la red diferenciadora tenemos solamente los pulsos horizontales que irán a alimentar el circuito del CAF (comparador automático de frecuencia) para sincronismo del oscilador horizontal y a la salida de la red integradora, tendremos solamente los pulsos verticales que sincronizarán directamente el oscilador vertical, según muestra la figura 10. ✪

SABER ELECTRONICA LASER

LA TECNOLOGIA FOTONICA Y ACUSTICA DEL SIGLO XXI ESTA EN:



Ahora en ROSARIO y zona de influencia puede adquirir nuestros productos en:

NOVA - FABRELEC

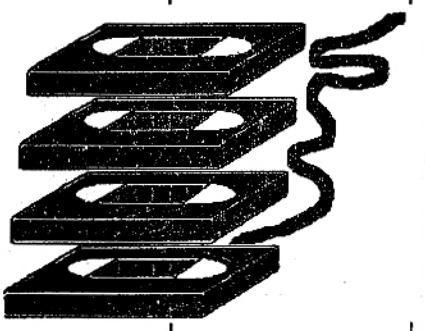
SALTA 1574 - (2000) ROSARIO - Tel.(041) 21-2743

HORARIO: de Lunes a Viernes de 9 a 12 y de 14.30 a 19 hs.
Sábados de 9 a 12 hs.

Los lectores de *SABER ELECTRONICA* no necesitan viajar a Buenos Aires para tener acceso a libros, números atrasados, ediciones especiales de Circuitos & Informaciones, holophonics, láseres y todo lo que se anuncia en sus páginas

CINTAS MAGNÉTICAS
MEJORAS SUSTANCIALES

Por Egon Strauss

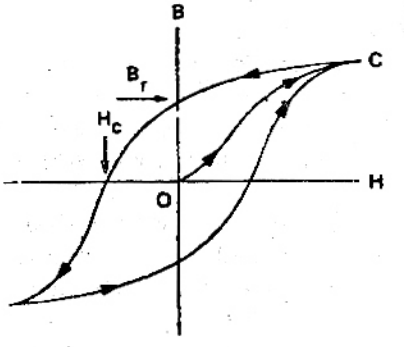


Los continuos avances en la tecnología y calidad de los videograbadores para el hogar, como por ejemplo, los logrados en el sistema Super-VHS, sólo podrían rendir sus máximos frutos si estuviesen acompañados también en forma simultánea por una mejora sustancial en el tipo de cinta magnética usada en estos equipos.

Para evaluar adecuadamente estas mejoras obtenidas en la nuevas cintas magnéticas, conviene recordar algunos conceptos básicos de esta materia. Como se sabe, el campo magnético de un imán o electroimán (ambos son equivalentes en cuanto a los efectos magnéticos producidos), se presenta como líneas de fuerza entre un polo Sud y otro polo Norte de este imán. El espacio entre ambos polos magnéticos es el entrehierro o "gap" en su denominación inglesa. La energía que se necesita para producir un campo magnético, se denomina Coercividad (H) y se mide en Oersted. La coercividad, también denominada fuerza magnetizante o campo magnético, produce una inducción magnética (B), también denominada flujo magnético o simplemente magnetismo, que se mide en Gauss. El Gauss es la cantidad de líneas de fuerza magnética por centímetro cuadrado y un Oersted es aquella coercividad que produce un campo magnético de un Gauss.

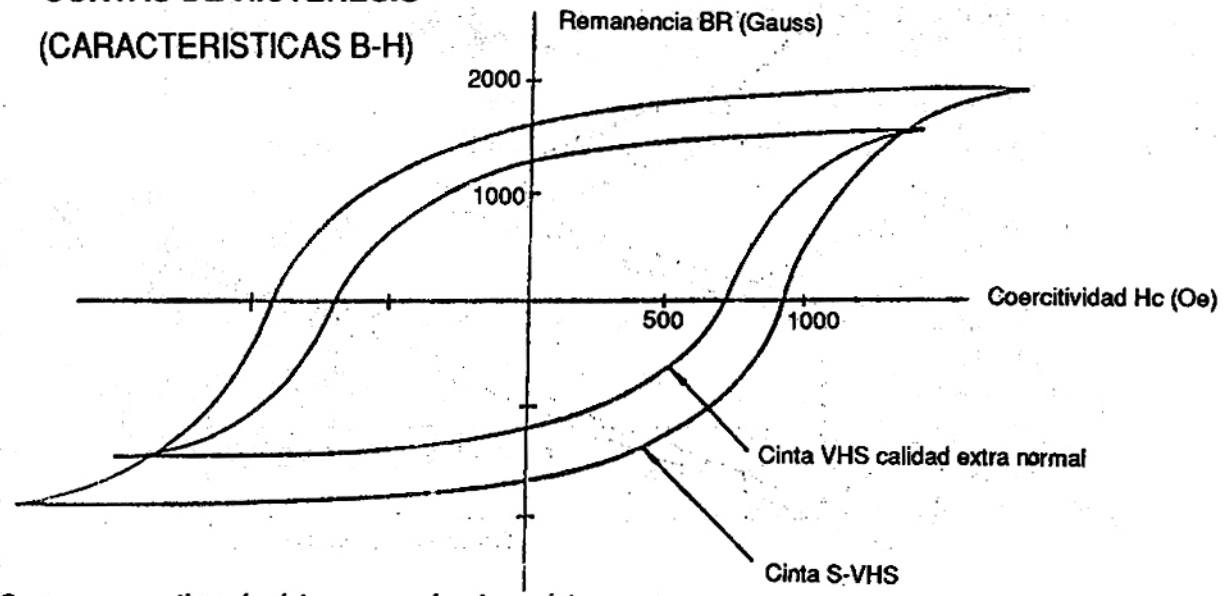
La forma más común de presentar la relación entre coercividad (H) e inducción magnética (B), es mediante un gráfico similar al de la figura 1. Se observa que al aumentar la coercividad H, también aumenta la inducción magnética B. Este incremento no es lineal, sin embargo, como vemos en la parte de la curva que va de cero a C. En esta figura vemos también que la inducción magnética B no retorna a cero al reducirse de nuevo la coercividad H. La curva que ascendió de 0 a C retorna de C a B_R, quiere decir que en los materiales magnéticos se conserva una fuerza magnética, aun cuando haya desaparecido la coercividad H que la produce. Este resto de inducción magnética se denomina Inducción Residual (B_R) y es en último término la característica que hace posible la grabación magnética, tanto de señales de audio como de video. Se puede considerar que el material magnético ofrece una cierta "resistencia" a ser magnetizado o a ser desmagnetizado. Esta "resistencia" magnética se denomina Histéresis y el gráfico de la figura 1 que relaciona B y H, es la curva de Histéresis. En esta misma figura 1 vemos también que es necesaria una coercividad negativa, H_C, opuesta a la anterior, para borrar las señales grabadas ante-

1



La curva de histéresis.

2



Curvas comparativas de cintas convencionales y cintas nuevas.

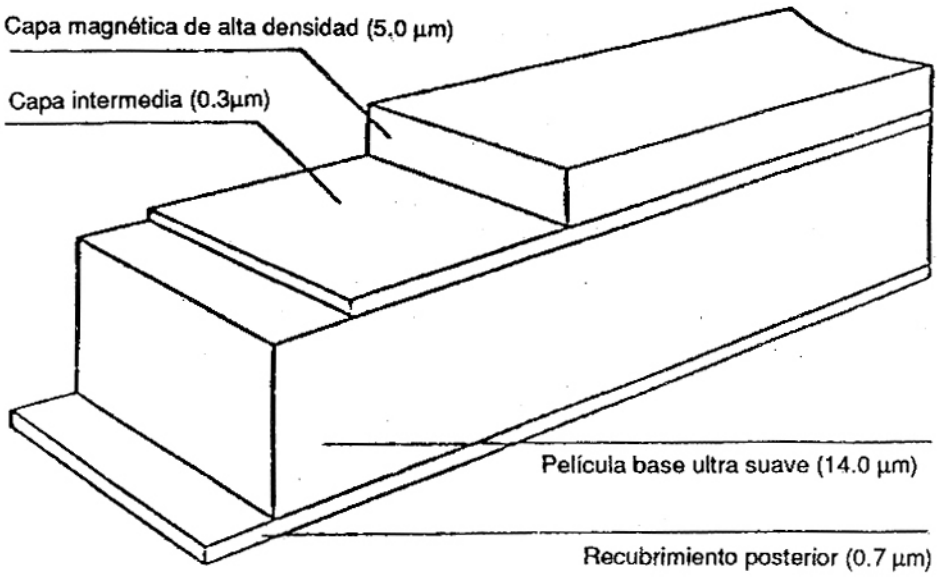
riormente. La curva de Histéresis es, por lo tanto un medio idóneo para ilustrar las características magnéticas de una cinta de grabación. Observe sin embargo, que en las curvas comerciales se omite el sector 0 - C de la curva, ya que éste sólo tiene importancia para la primera magnetización de la cinta.

En la figura 2 observamos las curvas de Histéresis de la cinta convencional de VHS, juntamente con la curva correspondiente a la cinta magnética usada en los cassettes del tipo Super-VHS. Se indica que en el cassette convencional la coercividad es del orden de los 670 Oersted y en Super-VHS es de 900 Oersted. El flujo magnético residual es de 1050 Gauss en VHS y de 1500 Gauss en S-VHS. Todo esto indica que las señales eléctricas se pueden grabar con mayor intensidad magnética en la nueva cinta, lo que mejora notablemente la relación señal-ruido. Además indica que la cinta mantendrá esta característica favorable de la relación señal-ruido durante más tiempo debido al flujo magnético residual de 1500 Gauss que es un 35% mayor que en las cintas convencionales. La coercividad aumenta también en un 35% y la energía magnética en un 80%.

Para poder absorber satisfactoriamente también el incremento de las frecuencias a grabar en los modernos videograbadores de banda alta, es necesario también contemplar otra característica de las cintas magnéticas, que es el tamaño del grano del recubrimiento magnético. Se enfoca el problema bajo el aspecto de la longitud de onda equivalente de la señal a grabar.

La longitud de onda de grabación depende de la máxima frecuencia a grabar y de la velocidad de transporte de la cinta. En su realización práctica se encuentra sin embargo una limitación en el tamaño del grano de las partículas metálicas que conforman la capa magnética de la cinta y en la densidad con la cual estos granos se encuentran en la cinta. Recordemos que cada partícula individual se constituye en un imán virtual bajo la influencia de la señal de grabación y que el tamaño máximo de este imán intrínseco no debe ser mayor que la mitad de la longitud de onda de la señal a grabar. En las cintas convencionales cuyo rango de frecuencia termina en unos 4,8 Megahertz, el tamaño de las partículas magnéticas puede ser de 1 a 1,4 micrómetros. En cambio en las cintas magnéticas para grabación en banda alta existen frecuencias del orden de los 7 Megahertz y por lo tanto el tamaño de las partículas magnéticas debe ser menor, aproximadamente 0,8 micrómetros. Este tipo de granulado se considera del tipo superfino y se aplica con gran densidad sobre la cinta de base de material plástico, por medio de un aglutinante especial de resinas sintéticas que logra una gran uniformidad y densidad en la distribución del material magnético. La calidad de este material es también importante para lograr el máximo rendimiento magnético, usándose actualmente óxidos férricos mez-

3



Aspecto de la cinta nueva, mejorada, para Super-VHS ("calendaring").

ciados con aleaciones de cobalto. Se logran así todas las metas propuestas: óptima coercividad, grano fino y alta densidad.

En la figura 3 vemos el aspecto de las cintas magnéticas mejoradas que se usan ahora en el Super-VHS. Se observa una película base ultrasuave de poliéster de 14 micrómetros de espesor (3), recubierta con una capa intermedia de 0,3 micrómetros de espesor (2) y recién sobre esta capa intermedia se deposita la capa magnética de alta densidad del tipo Beridox-SHR, con un espesor de 5,0 micrómetros (1). Finalmente, existe una capa de protección como recubrimiento posterior de 0,7 micrómetros de espesor (4). La aplicación de esta capa (4) protege la cinta base (3) que tiene características ultrasuaves con el mejoramiento consiguiente en la relación señal-ruido de modulación. Esta técnica de capas múltiples se denomina "calendering", ya que se asemeja a un almanaque ("calender") con varias hojas.

El espesor relativamente elevado de 5,0 micrómetros en la capa magnética permite una grabación separada de audio y de video en modulación de frecuencia.

Tal es así que en el S-VHS se puede disponer de los dos canales de audio convencionales en el borde de la cinta de video, de 0,35 milímetros de ancho, cada uno y además de dos canales estereofónicos adicionales de alta fidelidad, modulados en frecuencia. El canal izquierdo se modula alrededor de una portadora de 1,3 Megahertz.

Cabe señalar que la grabación de la señal de audio se efectúa con una polarización previa de alterna en las pistas lineales y en cambio para la grabación de los canales estereofónicos de alta fidelidad de izquierda y derecha se usa una modulación de frecuencia en un proceso de FM-Multiplex en profundidad. Debido al uso de la banda alta para video que abarca de 5,4 a 7,0 Megahertz, no existen interferencias entre las señales de audio y de video, ambos modulados en frecuencia. Si bien esta característica de 4 canales de audio es propia del sistema Super-VHS, recién el desarrollo de las cintas nuevas, mejoradas, hizo posible su realización práctica.

El resultado total de este tipo de cinta para S-VHS, comparada con la mejor cinta convencional de VHS, es el siguiente: en video se observa un incremento de 1,5dB en la salida de RF, de 0,5dB en la sensibilidad, de 1,5dB en la respuesta de frecuencia y de 0,5dB en la relación señal-ruido de video y de 0,5dB en la relación señal-ruido de crominancia. En audio las mejoras son de 0,5dB en la relación señal-ruido de audio. La eficiencia del borrado es superior a los 60dB. El punto de ruptura mecánica es de 2,6 kilogramos. Todos los datos indicados corresponden a los publicados por JVC, fabricantes de este tipo de cinta magnética. ✪

ACOPLAMIENTOS INTERETAPAS

Para conectar el transductor de entrada al amplificador, o la carga u otra etapa es necesario un medio de acoplamiento que permita adaptar impedancias para que exista máxima transferencia de energía. Los acoplamientos interetapas más utilizados son: Acoplamiento RC, Acoplamiento a transformador y Acoplamiento directo

Por Luis Horacio Rodríguez

Acoplamiento RC:

Este tipo de acoplamiento es muy utilizado aunque con él no se produce una perfecta adaptación de impedancias y por lo tanto, no habrá máxima transferencia de energía. Separa totalmente a la señal de los circuitos de polarización.

Figura 1

El resistor R1 puede ser el resistor de carga (o polarización) de la primera etapa mientras que R2 puede ser el resistor de polarización de base, si la segunda etapa es un transistor. El capacitor C deja pasar las señales alternas provenientes de la primera etapa y evita que la tensión de polarización quede aplicada en la entrada de la segunda etapa. La capacidad del capacitor C tiene que ser la adecuada a las frecuencias de las señales que se desean amplificar; por ejemplo, para acoplar etapas de audio su valor debe ser elevado (algunos microfarad) para que su reactancia sea pequeña a la menor frecuencia que se desea amplificar. Una capacidad pequeña ofrecería una reactancia elevada al paso de las bajas frecuencias, por lo que éstas quedarían atenuadas.

Si se desean acoplar etapas amplificadoras con transistores usando capacitores electrolíticos, la posición del capacitor dependerá de la polaridad de los transistores.

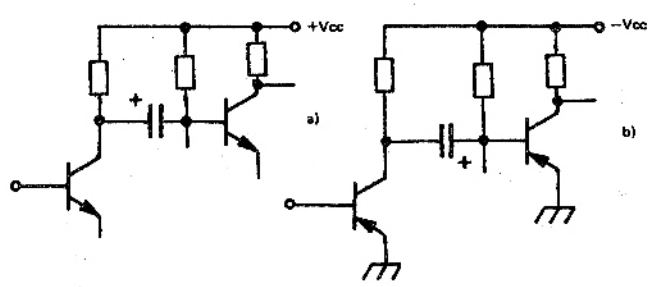
Veamos un ejemplo:

Figura 2

Con transistores NPN, la base es menos positiva que el colector, por lo tanto el capacitor electrolítico se conecta con el positivo del lado del colector de la primera etapa.

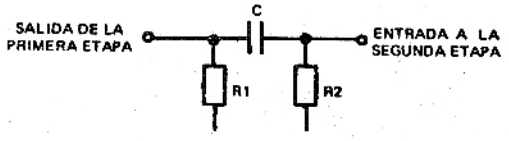
Generalmente se utiliza un acoplamiento con resistor y capacitor en etapas

2

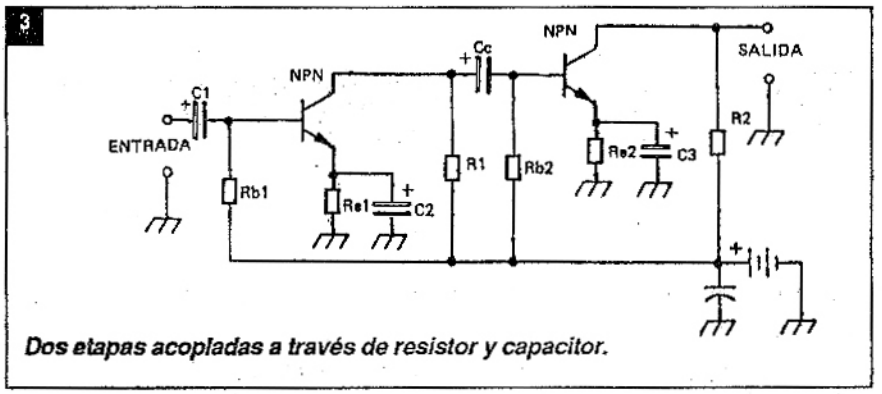


2- Acoplamiento RC de dos etapas amplificadoras con transistores; observe la polaridad del capacitor electrolítico: a) con transistores NPN b) con transistores PNP

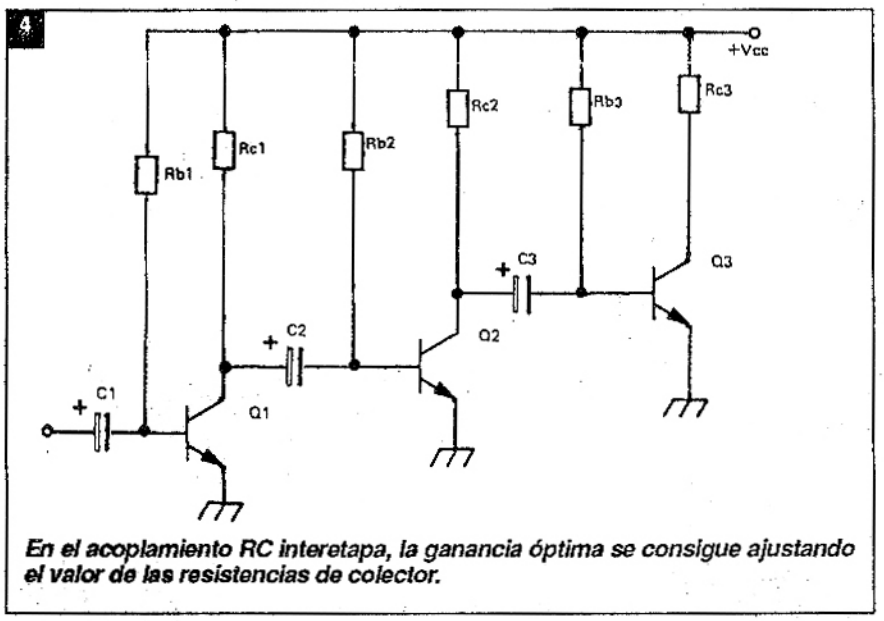
1



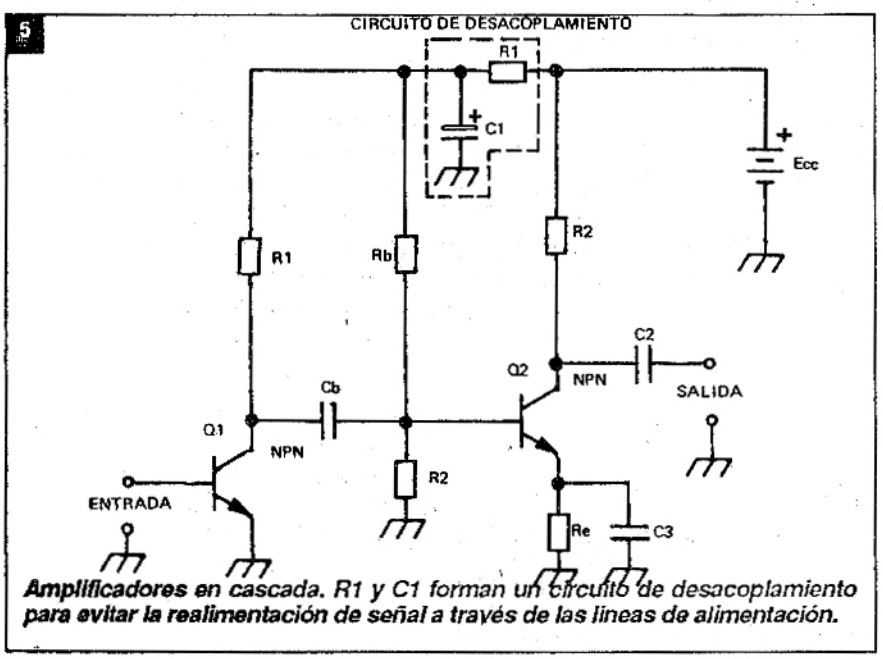
Para el acoplamiento RC entre etapas basta un capacitor y dos resistores.



Dos etapas acopladas a través de resistor y capacitor.



En el acoplamiento RC interetapa, la ganancia óptima se consigue ajustando el valor de las resistencias de colector.



Amplificadores en cascada. R1 y C1 forman un circuito de desacoplamiento para evitar la realimentación de señal a través de las líneas de alimentación.

amplificadoras de audio de bajo nivel. Veamos un circuito:

Figura 3

Cada etapa tiene su polarización, como ya hemos visto, utilizando resistores de polarización Re en emisor y capacitores para permitir que la corriente alterna no se desarrolle sobre ellos. El acoplamiento lo produce el capacitor Cc junto con R1 y Rb2, donde R1 sirve de carga para el primer transistor y Rb2 suministra la polarización necesaria a la base del segundo transistor.

Veamos ahora qué ocurre al acoplar tres etapas amplificadoras mediante resistor y capacitor.

Figura 4

En la figura se observa un amplificador de tres etapas con emisor común, acopladas por resistor-capacitor.

La ganancia óptima del conjunto se obtiene ajustando el valor de las resistencias de colector. Si Rc es muy grande, en ella habrá una excesiva caída de tensión que disminuirá la polarización del colector; por el contrario, si Rc es baja habrá una amplificación insuficiente. En este circuito el punto de funcionamiento de los transistores está dado por las resistencias Rb ya que se trata de un circuito de polarización fija.

Cabe acotar que en el circuito descripto no se han estabilizado térmicamente los transistores, pero este tema no lo describiremos, dado que es objeto de otras lecciones.

En los preamplificadores de audio de varias etapas (tres, cuatro o más), los transistores están conectados en cascada y, debido a la alta ganancia del conjunto, el circuito puede tornarse inestable, por lo que es necesario desacoplar las etapas con el fin de evitar una realimentación desde la salida hacia la entrada a través de la línea de alimentación.

Veamos un circuito donde se agrega un resistor de desacople en serie con el resistor de base del segundo transistor:

Figura 5

La constante de tiempo R1.C1 debe ser tal que la frecuencia realimentada que se debe amplificar sea derivada a masa a través de C1; además R1 debe ser pequeña para que el suministro de tensión de Q1 no se reduzca demasiado, con lo cual C1 debe tomar un valor alto (100µF o más).

La finalidad de este filtro es la de compensar la influencia de la impedancia interna de la fuente de alimentación en el acoplamiento de impedancias interetapas. En otras palabras, impide que se amplifique el ruido que puede estar montado sobre la señal, emanado de la fuente de alimentación.

Acoplamiento por transformador

El acoplamiento a transformador se utiliza con el fin de obtener máxima ganancia de potencia; para ello deben adaptarse las impedancias de entrada y de salida del transistor.

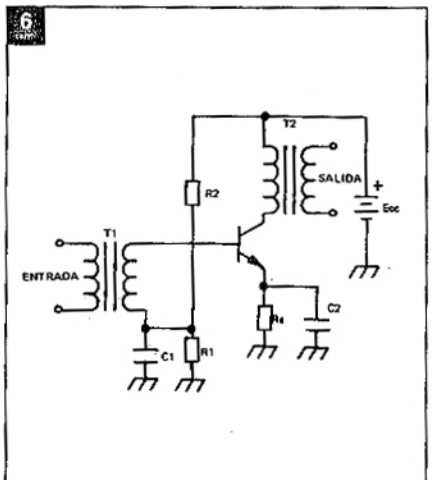
Veamos un circuito acoplado a transformador:

Figura 6

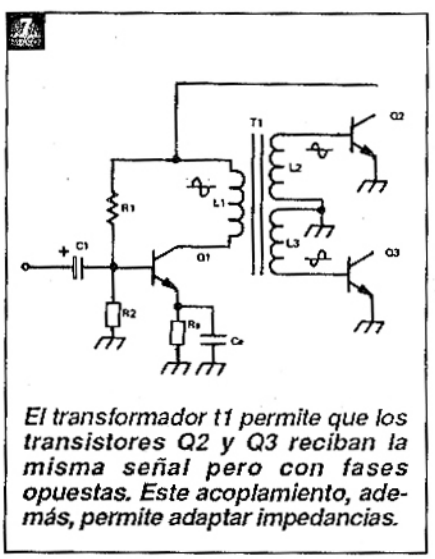
Se emplea un transformador reductor T1 para acoplar la entrada del transistor con lo cual, si bien hay una disminución de la tensión aplicada (por ser un transformador reductor), hay un mayor suministro de potencia ya que, por el teorema de máxima transferencia de potencia, se logrará transferir máxima energía cuando las partes están perfectamente adaptadas (igual impedancia).

Para adaptar la salida tambien usamos un transformador reductor ya que el parlante posee baja impedancia, en contraposición con la alta impedancia del colector del transistor. Este T2 adapta las impedancias de colector y parlante, permitiendo así que la potencia entregada al parlante sea máxima.

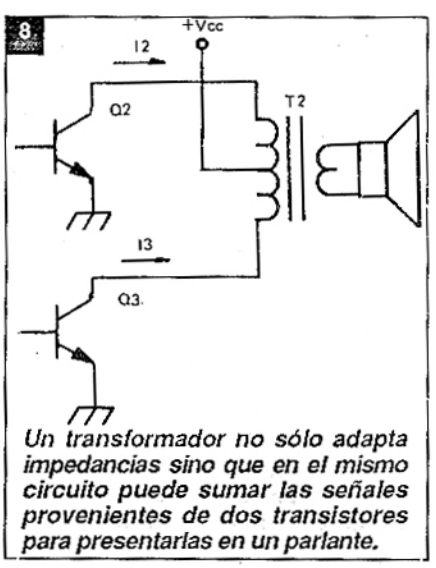
En este circuito se tiene una polarización por divisor de tensión, donde R1 y R2 dan la polarización adecuada a la base, y R da la estabilización necesaria para evitar problemas por cambios en los parámetros del transistor C1 se coloca para evitar que la señal se atenúe sobre R1, y C2 para impedir que la señal se desarrolle sobre Re, asi el rendimiento del circuito aumenta.



Acoplamiento a transformador.



El transformador t1 permite que los transistores Q2 y Q3 reciban la misma señal pero con fases opuestas. Este acoplamiento, además, permite adaptar impedancias.



Un transformador no sólo adapta impedancias sino que en el mismo circuito puede sumar las señales provenientes de dos transistores para presentarlas en un parlante.

En síntesis, un acoplamiento a transformador permite adaptar impedancias y aísla niveles de continua, pero posee la desventaja fundamental de que sus características varían con la frecuencia, razón por la cual suele distorsionar (aunque muy poco) a todas aquellas señales que no están compuestas por una sola frecuencia. Además, es pesado y de gran tamaño; si se quiere disminuir las pérdidas, el costo aumenta considerablemente.

Pero el acoplamiento a transformador posee también otras aplicaciones como ser: invertir la fase de la señal aplicada al bobinado primario, sumar o restar dos o más señales aplicadas a varios bobinados primarios del transformador, etc.

Figura 7

En el circuito, Q1 es un amplificador de audio polarizado en clase A (permite amplificar toda la señal) que debe transferir su energía a los transistores Q2 y Q3; para ello se utiliza el transformador T1 como sistema de acoplamiento. Los bobinados L2 y L3 entregan la señal a Q2 y Q3 con fases opuestas. Este sistema, como luego estudiaremos, permite aumentar el rendimiento de una etapa de audio y es muy utilizado en los receptores comerciales. Recuerde que la relación entre los bobinados L1-L2 y L1-L3 debe ser tal que permita la adaptación de impedancias.

Figura 8

En este otro ejemplo, el transformador T2 recibe la señal proveniente de los transistores Q2 y Q3. Las corrientes circularán en sentido opuesto, restándose los campos magnéticos producidos por éstas. Ahora bien, se busca que uno conduzca cuando el otro no lo hace y viceversa, de tal forma que en el secundario de T2 estarán presentes las señales de ambos transistores pero la correspondiente a Q3 aparecerá invertida respecto de la señal

producida por Q2; se trata entonces de un circuito "sumador" (en realidad restador) en el cual T2 suma las señales y adapta las impedancias de los transistores con el parlante.

Acoplamiento directo

Este tipo de acoplamiento consiste en unir dos etapas por medio de un cable. En principio, este método es ideal porque resulta económico y no sufre las atenuaciones que introduce todo capacitor en bajas frecuencias.

En sistemas amplificadores, el método consiste en conectar el colector de un transistor con la base del siguiente.

Figura 9

El principal problema de este circuito radica en que los niveles de continua del colector de un transistor y de la base del transistor siguiente son iguales, razón por la cual la tensión de colector de los transistores es bajísima limitando así su funcionamiento. Para solucionar este problema se puede polarizar el primer transistor en configuración colector común, lo que significa que la señal ingresa por la base y sale por el emisor. Para ello se conecta el emisor de la primera etapa a la base de la etapa siguiente.

Figura 10

En este caso Re1 y Re2 cumplen la función de estabilizar a los transistores frente a variaciones térmicas; las impedancias están adaptadas ya que la impedancia de salida de un amplificador colector común es baja, al igual que la impedancia de entrada de un amplificador emisor común (en realidad no tan baja).

Se puede aumentar aún más la ganancia del circuito de la figura anterior si se desacopla el emisor del segundo transistor.

Figura 11

El emisor se debe desacoplar solamente en la segunda etapa, ya que si se conectara un capacitor de desacoplamiento entre emisor y masa de la primera etapa, la señal que entrega esta etapa se derivaría a masa a través del capacitor y no llegaría a la etapa siguiente.

Otra forma de acoplar directamente dos etapas amplificadoras se muestra en el siguiente circuito.

Figura 12

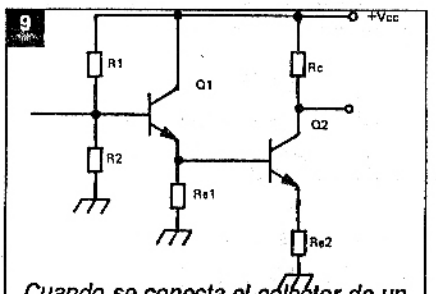
En este caso, R1 sirve como carga de Q1 y como polarización de Q2 al mismo tiempo.

Podemos conectar dos etapas amplificadoras en emisor común a través de un resistor, considerando este acoplamiento como directo; permite trabajar con distintos niveles de continua entre colector del primer transistor y base del segundo, pero presenta el inconveniente de disminuir el rendimiento.

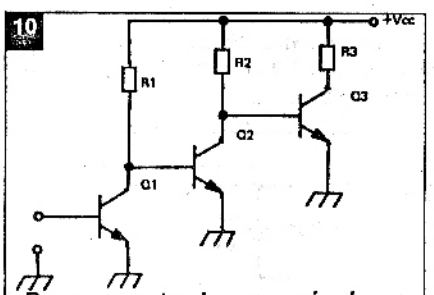
Figura 13

Las ventajas del acoplamiento directo son aprovechadas en la mayoría de los equipos de audio, ya sea en aquellos que utilizan circuitos integrados o en circuitos de excelente diseño. En la actualidad son muy pocos los equipos de buenas características que no utilizan acoplamiento directo.

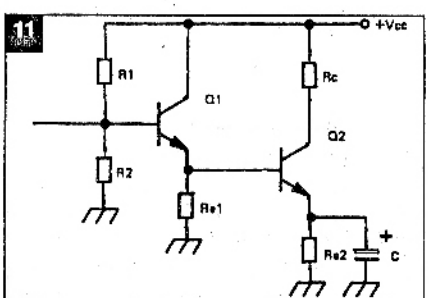
Habíamos dicho que el acoplamiento directo no introducía atenuaciones en bajas frecuencias ni deformaciones en la señal, pero otra ventaja muy importante radica en el hecho de que no introduce desplazamientos de fase, tan comunes en



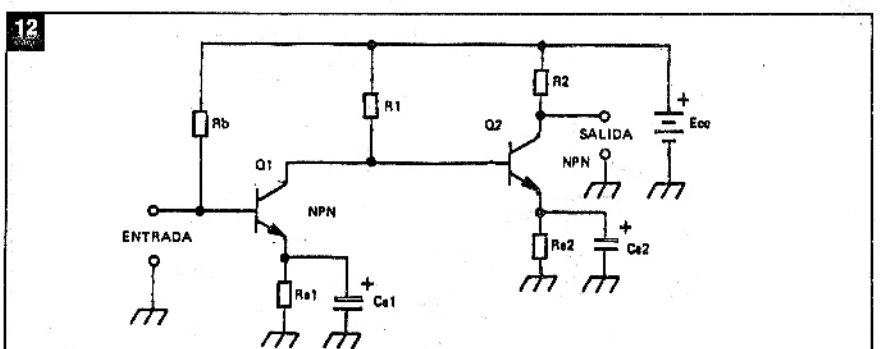
Cuando se conecta el colector de un transistor con la base del transistor de la etapa siguiente se está empleando un acoplamiento directo.



Para aumentar la ganancia de un sistema con acoplamiento directo, la primera etapa está en configuración colector común.

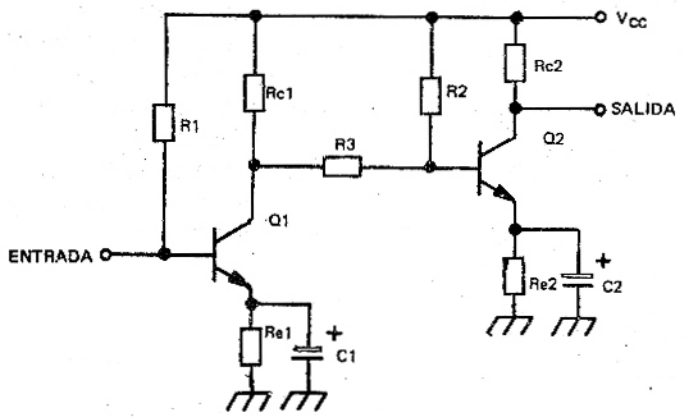


Se aumenta la ganancia de un sistema con acoplamiento diecto si se desacopla el emisor de la última etapa usando un capacitor



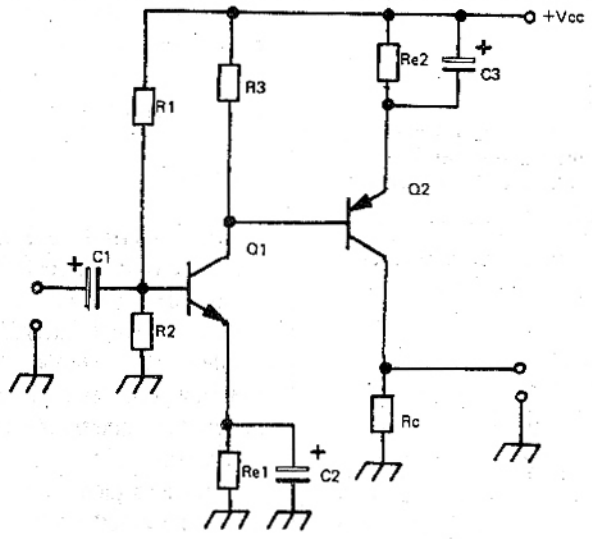
Acoplamiento directo entre dos amplificadores en configuración emisor común.

13



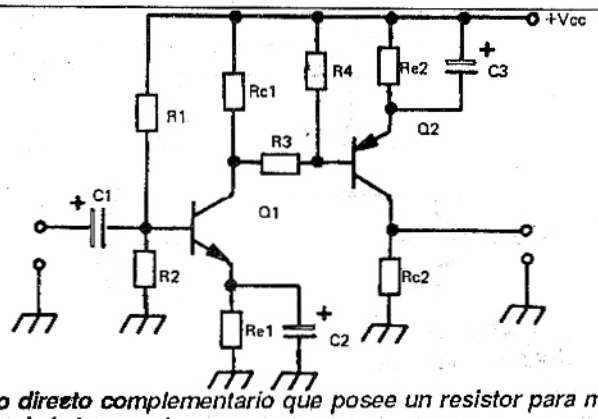
Circuito amplificador de dos etapas con acoplamiento directo. La señal proveniente del colector del primer transistor se aplica a la base del segundo a través de R3

14



Cuando se conectan directamente dos etapas amplificadoras con transistores NPN y PNP se dice que se está usando "acoplamiento complementario"

15



Acoplamiento directo complementario que posee un resistor para mejorar la estabilización de la temperatura.

equipos que no utilizan este acoplamiento.

Los capacitores de acoplamiento, por ejemplo, introducen un desplazamiento de fase cuya magnitud angular no es uniforme para todas las frecuencias (recuerde que la reactancia capacitiva depende de la frecuencia), lo que es indeseable para muchas aplicaciones. En el acoplamiento directo no existe este problema.

Otra forma de acoplamiento muy difundido en la actualidad es el "Acoplamiento Complementario" que se basa en el uso de un transistor NPN y otro PNP.

Figura 14

El circuito mostrado corresponde a un acoplamiento directo complementario que utiliza un transistor NPN en la primera etapa y un PNP en la segunda; R1 y R2 forman el divisor de tensión que polariza la base del primer transistor. Re1 contribuye a mejorar la estabilidad térmica. R3 actúa como resistencia de carga del primer transistor y como polarización de base de Q2; es quien define el acoplamiento. Observe que ambas etapas trabajen en configuración de emisor común ya que tanto masa (el común de Q1) como +Vcc (el común de Q2) se pueden considerar masa a los efectos de la señal. Recordemos que la tensión de Vcc no debe variar y para ello tiene un capacitor de muy alto valor a masa, en la fuente.

En ausencia de señal, R3 polariza adecuadamente a Q2. Cuando se aplica una señal positiva en base de Q1, se hace más negativa la base de Q2 y así aumenta su corriente de colector. Si, por el contrario, se aplica una señal negativa en base de Q1, aumenta la tensión en base de Q2, disminuyendo la tensión de salida.

Para mejorar la estabilidad del sistema, se puede colocar un resistor en el acoplamiento directo complementario.

Figura 15

En síntesis, este acoplamiento se usa generalmente en aquellos casos en que se desea aprovechar la componente continua de una etapa en otra y donde el factor costo es fundamental. ✪

ANTENAS PRACTICAS PARA RADIOAFICIONADOS

En este artículo, último de la serie destinada a dar soluciones prácticas para la construcción de antenas con distintos objetivos, trataremos de dar las bases de construcción y funcionamiento de la antena más simple que puede ser construida por un radioaficionado: "antena larga o antena de hilo largo".

Por Ing. Luis H. Rodríguez

La antena de hilo largo consiste simplemente en un hilo conductor con un extremo conectado en el transmisor y el otro extremo queda libre. Para que esta antena sea eficiente, debe cumplir básicamente tres condiciones:

a) La longitud del hilo debe ser superior que 0,25 veces la longitud de onda de la frecuencia más baja con que se va a operar.

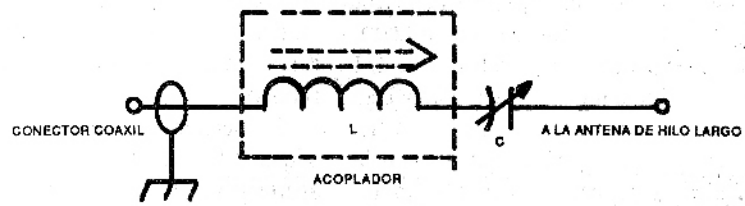
b) Como su impedancia no se conoce y depende de la longitud del hilo, su conexión con el transmisor debe realizarse mediante el uso de un acoplador.

c) Se requiere de una buena toma de tierra de la planta transmisora especialmente cuando se está trabajando con frecuencias múltiples impares de 1/4 de longitud de onda.

Por las premisas enunciadas nos damos cuenta que la antena de hilo largo puede instalarse en cualquier sitio con la ventaja adicional de no necesitar línea de transmisión (la propia antena es la línea). Por supuesto, según como se mire, esto último significa un problema ya que la parte de la antena que queda dentro del edificio puede provocar serios trastornos, además de necesitar un acoplador por la inexistencia de una línea de transmisión.

Por su sencillez y facilidad de montaje resultará ideal para instalar en casas de campo o en altillos; hasta pueden bordear la construcción en un edificio de departamentos o caer por los laterales desde la azotea hasta su lugar de asiento.

1



Para conectar la antena al transmisor se emplea un acoplador formado generalmente por un circuito resonante serie

En general, para conseguir la resonancia a la frecuencia de trabajo se emplea un acoplador a base de bobinas y capacitores con uno de los elementos variables de forma tal de construir un circuito resonante en el cual la antena será parte (figura 1). Cuando se consigue la resonancia, se debe adaptar la impedancia del conjunto con la del transmisor. Para medir la condición de resonancia debe emplearse un medidor de relación de onda estacionaria (ROE).

Para calcular los elementos reactivos L y C del acoplador hay que tener en cuenta que deben resonar a la frecuencia de operación del tranceptor se adopta un componente y se calcula el otro.

Por ejemplo, para una frecuencia de 7MHz si se emplea un capacitor de 10pF (de 2 a 20pF) la bobina debe calcularse a partir de la fórmula de resonancia del circuito serie.

$$f\ \text{resonancia} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}$$

$$(f\ \text{resonancia})^2 = \frac{1}{(2\pi)^2.L.C}$$

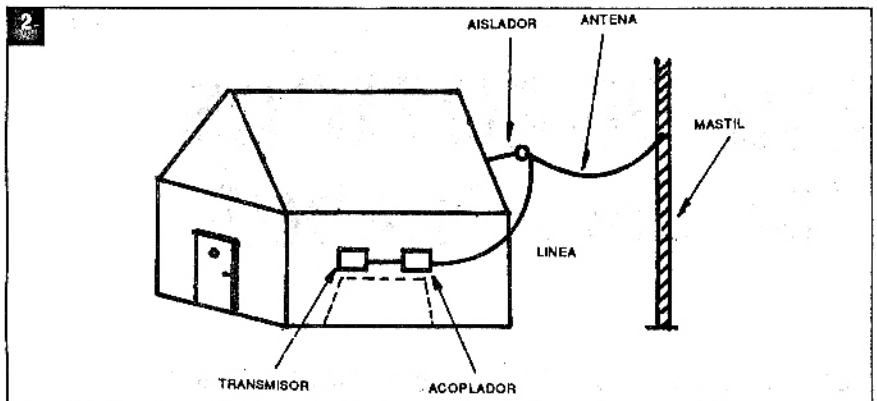
despejando obtenemos:

$$L = \frac{1}{(f\ \text{resonancia})^2.(2\pi)^2.C} =$$

$$L = \frac{1}{(7.10^6)^2.(2.3{,}14)^2.10.10^{-12}} =$$

$$L = 51{,}69\ \mu H$$

Debe emplearse un inductor de unos 60µH de inductancia en lo posible con núcleo de ferrite variable.



Instalación de una antena de hilo largo. El mástil puede ser un árbol o un apoyo cualquiera.

La figura 2 muestra cómo debe hacerse la instalación de una antena de hilo largo con polarización horizontal cuando se tiene espacio.

Se ha mencionado que el transmisor requiere de una buena conexión a tierra, ésta es así porque cuando el hilo es de 1/4 de λ (o múltiplo impar) presenta muy baja impedancia y de no tener una buena tierra las pérdidas serían enormes. En la práctica no es conveniente que "justo" tenga 1/4 de λ de longitud.

Un simple cálculo nos permite determinar que para un radioaficionado que opere en las bandas de 80, 40, 20, 15 y 10 metros, la longitud mínima será de 20 m es decir, la cuarta parte de 80 m conviniendo una longitud de unos 25 m para evitar que a 80 m tenga justo 1/4 de λ.

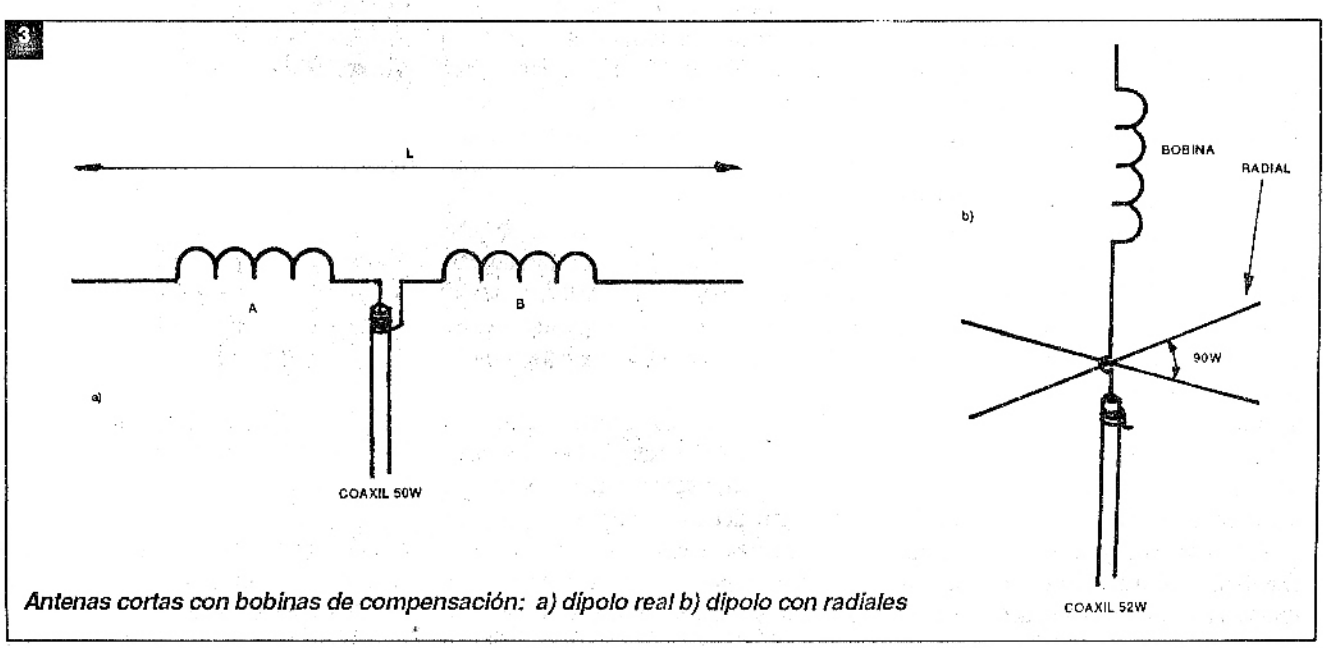
Si recuerdo los artículos anteriores, podrá determinar que para frecuencias muy altas esta antena se comportará coo un dipolo largo por lo cual tendrá una alta directividad y sólo irradiará en una dirección.

Si queremos que para 80 m la antena adquiera las características de un dipolo, aparte de cercenarlo en el medio se requerirá de una distancia de 40 m longitud ésta que muchos edificios de departamentos no tienen, por lo cual se hace necesario reducir la longitud física del elemento irradiante. Para conseguir este propósito se pueden emplear bobinas, capacitores o ambos elementos asociados, los cuales permiten aumentar la longitud eléctrica de la antena.

Por supuesto que el hecho de emplear componentes reactivos para acortar la longitud física de la antena disminuirá su rendimiento y también queda limitada la potencia máxima que se puede emplear a la que soporten esos elementos pasivos (considere también que tanto los capacitores ocmo las bobinas tienen pérdidas).

Pero quizá el problema más grande que presenta el acortamiento físico de la antena es que se reduce a un 1% ó 2% la desviación de frecuencias a partir de la de resonancia sin que la ROE aumente demasiado. Cuanto más corta sea la longitud física de la antena respecto de la real, más estrecha será la banda de operación de la antena.

Como se sabe, para acortar una antena suelen emplearse bobinas como lo sugiere la figura 3. En este método, la longitud del cable de antena que se puede acortar será como mínimo el que tiene que tener el cable arrollado en la bobina. Así si la bobina la conectamos en un extremo, la cantidad de hilo irradiante a acortar será el que queda arrollado en la bobina mientras que si nos acercamos al centro del irradiante (punto de alimentación) la antena se acortará mucho más que el hilo arrollado en la bobina ya que en el punto



Antenas cortas con bobinas de compensación: a) dipolo real b) dipolo con radiales

de alimentación la intensidad es máxima.

En la figura 3(b) la longitud de los radiales (plano de tierra) se calcula mediante la siguiente fórmula:

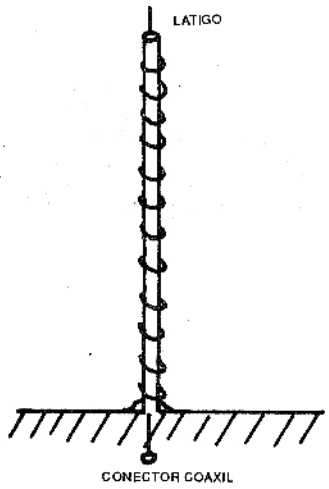
$$4 \text{ hilos de} = \frac{72}{f(\text{MHz})} \text{ en metros}$$

Evidentemente, cuanto más cerca del punto de alimentación se conecte la bobina menor será el rendimiento de la antena. Generalmente se conecta la bobina en un punto intermedio como una buena solución de compromiso.

En antenas de equipos móviles, la bobina se arrolla en forma helicoidal con alambre esmaltado sobre el irradiante (figura 4). De esta manera se construye una bobina a lo largo de toda la antena, pero con menor influencia en el punto de alimentación si es que el arrollamiento se hace con pasos variables. Con un pequeño látigo se ajusta la longitud de la antena hasta conseguir el punto de resonancia.

En el próximo número haremos un paréntesis sobre la teoría de antenas para dedicarnos a la exploración de equipos transmisores y receptores. En un futuro volveremos sobre el tema para dedicarnos al estudio de las antenas parabólicas. ✪

4



Antena corta helicoidal

SORTEO
DEL CONCURSO
SABER
ELECTRÓNICA
Usted podrá presenciarlo en nuestro stand en ELECTRONIA '90
el día 16 de septiembre, a las 18 hs, en el
SALON MUNICIPAL DE EXPOSICIONES

CIRCUITOS CONVERSORES

Los receptores de radio control de gran sensibilidad y estabilidad son difíciles de montar y ajustar. La solución económica posible consiste en la utilización de una radio portátil de AM en la recepción de estas señales con la ayuda de conversores. En este artículo damos sugerencias de circuitos conversores para esta finalidad.

Por Newton C. Braga

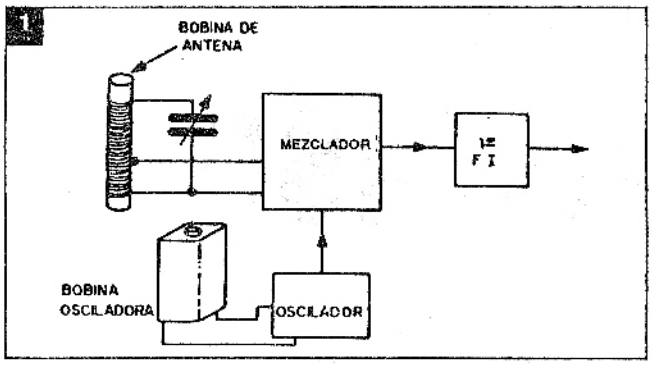
Se pueden modificar radios transistorizadas para las bandas de ondas medias y cortas para que reciban las señales correspondientes a la banda de radio control, o sea, 27MHz.

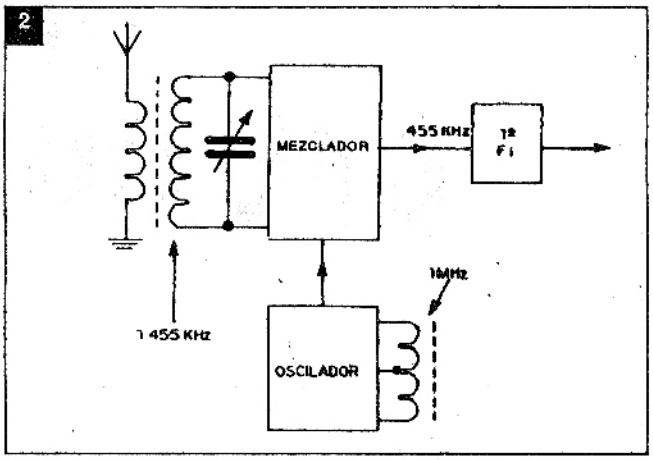
Sin embargo, las modificaciones exigen un cuidado muy especial, pues las bobinas que deben ser alteradas además de críticas son extremadamente delicadas.

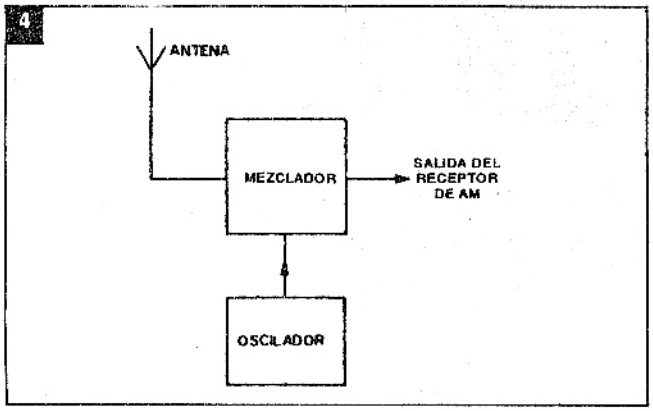
En una radio receptor de AM del tipo superheterodino, se debe, entonces, retirar tanto la bobina osciladora como la de antena (figura 1) y en su lugar hay que colocar otras para las frecuencias deseadas.

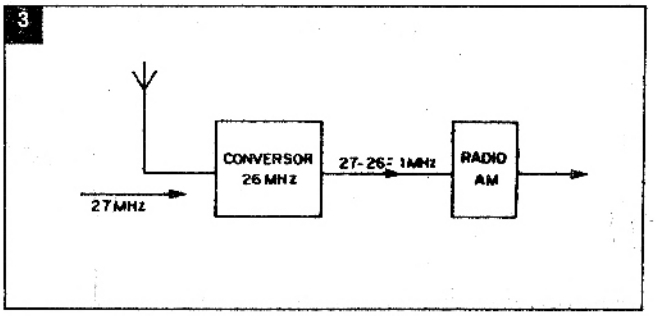
Lo crítico de la colocación de estas bobinas es que las mismas deben estar exactamente desfasadas 455kHz, o sea, mientras que una bobina debe sintonizar la frecuencia del transmisor de radio control, la otra, la osciladora, debe operar en una frecuencia 455kHz más alta que es justamente la frecuencia intermedia que debe ser aprovechada en la radio.

Recordamos que en un receptor super-









heterodino existen dos etapas de entrada, la mezcladora y la osciladora local que producen señales separadas en 455kHz para que esta diferencia aparezca en las etapas de FI sintonizadas en esta frecuencia, donde son amplificadas (figura 2). (En Argentina la FI es de 465kHz.)

Sin un buen conocimiento del funcionamiento del aparato y sin disponer de buenos aparatos de ajuste es muy difícil intentar este tipo de adaptación, todavía más si consideramos que los circuitos en que debemos hacer las modificaciones pueden variar de configuración de aparato en aparato según la marca, número de bandas, sensibilidad, etc.

La solución para poder utilizar un receptor común de cualquier tipo en la recepción de señales de radio control consiste en emplear un conversor externo.

Este conversor llevará entonces la señal de 27MHz captada para una frecuencia más baja, que el radiorreceptor de AM pueda sintonizar sin la necesidad de alteraciones en su circuito (figura 3).

El conversor consiste entonces básicamente en un oscilador que opera de 540 a 1.600 kHz por encima de la frecuencia de la señal en que debe operar el radiocontrol, ya que ésta es la banda sintonizada por una radio de ondas medias.

Vea que muchos de los pequeños aparatos de radio de ondas medias de 2 pilas (3V) son bastante reducidos en tamaño como para poder instalarlos en modelos dirigidos a distancia y para su funcionamiento en esta función todo lo que se exige es el conversor y el circuito de filtro o accionamiento de relés conectado a la salida que sería del parlante.

Lo importante, en este caso, es que no necesitamos hacer ningún ajuste en la radio, sino solamente en el conversor.

Los circuitos prácticos

Los mejores conversores son los que usan cristales por la estabilidad de funcionamiento que se puede obtener. Sin la ayuda del cristal el circuito se vuelve inestable y la señal del transmisor puede correrse fácilmente de la sintonía del receptor.

Tenemos en la figura 4, el diagrama de bloques básico de un conversor donde el lector puede ver el circuito oscilador, el mezclador y la salida aplicada directamente a la antena del receptor, o bien por un eslabón inductivo (espira bobinada alrededor de la radio).

El primer circuito que mostramos funciona con una tensión de 9V y no usa cristal (figura 5).

Con este circuito la señal del emisor de radio control puede ser captada en 1MHz, o sea, en el centro de la banda de ondas medias. (En las localidades en que existe una estación que opera en esta frecuencia, se debe elegir otro punto de funcionamiento).

Tenemos 6 bobinas que debemos hacer y todas son algo críticas pues de ellas dependerá el perfecto funcionamiento del receptor.

Las características de estas bobinas son entonces las siguientes:

L1 - 10 vueltas de alambre 22 (0,6438 mm de diámetro) en horma de 1/4 de pulgada (núcleo de hierro) (ver texto).

L2 - 2 ó 3 vueltas de alambre 22 sobre L1.

L3 - 20 vueltas de alambre 28 (0,3211 mm) sobre L4.

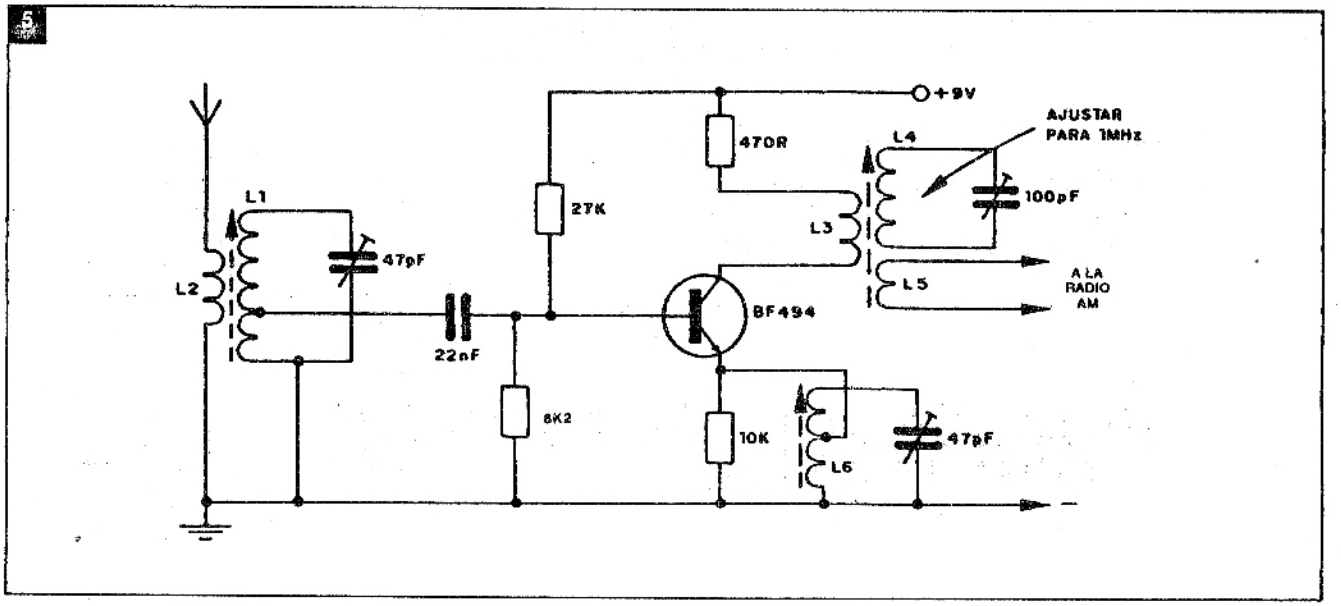
L4 - 80 a 100 vueltas de alambre 28 en un bastón de ferrite de 10 cm o bobina para banda de ondas medias sintonizada en 1MHz.

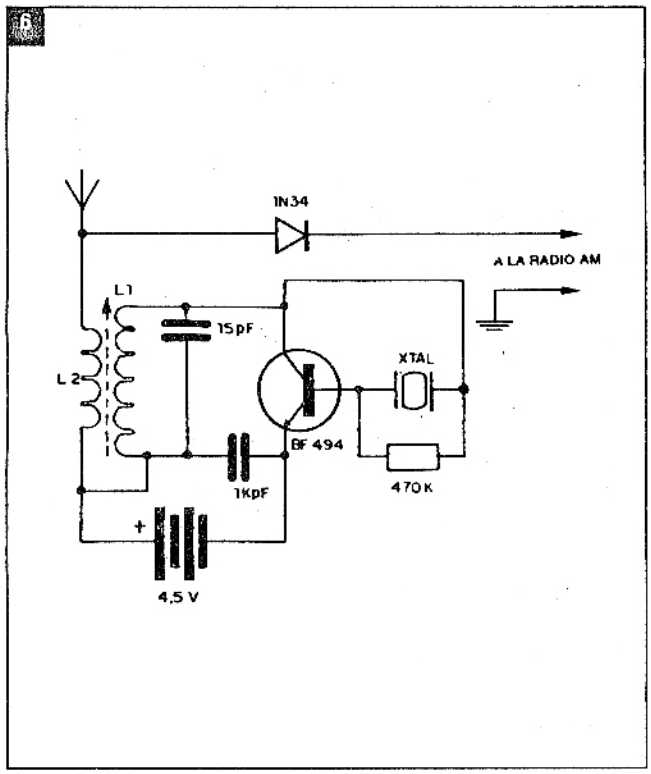
L5 - 10 vueltas de alambre 28 (salida para el receptor de ondas medias) sobre L3 y L4.

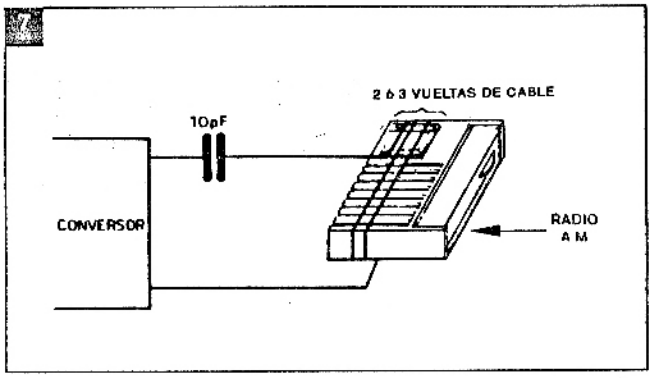
L6 - 10 vueltas de alambre 22 en horma de 1/4 de pulgada con núcleo de ferrite y derivación central.

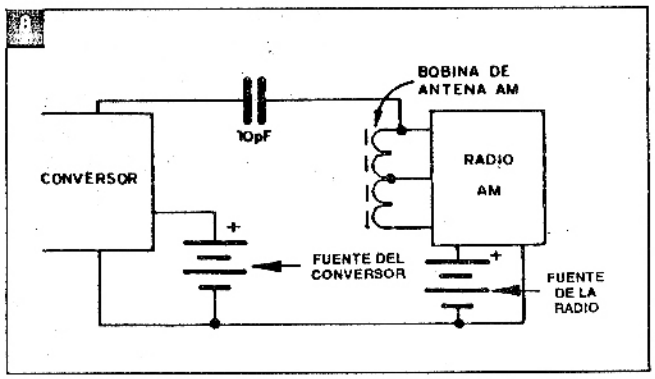
L1 - juntamente con el capacitor de 47pF en paralelo deben sintonizar la frecuencia del transmisor de radio control, mientras que L6 juntamente con el trimer de 47pF deben ser ajustados para operar 1MHz abajo de la frecuencia del transmisor. La diferencia será el 1 MHz sintonizado en el receptor.

Para Q1 se puede usar cualquier tran-









sistor de silicio para RF como el BF254, BF184 y BF494B, etc.

La toma en la bobina L1 debe hacerse en la tercera espira del lado de la masa.

Para que el conversor funcione satisfactoriamente, las bobinas L1/L2 y L6 deben ser montadas perpendicularmente, y todas las conexiones entre los componentes deben ser cortas.

Los resistores son de 1/8W y los capacitores fijos son cerámicos.

Para ajustar este circuito el lector puede orientarse por la señal de su transmisor o bien usar un aparato PX que debe ser oído en la radio AM.

La antena será del tipo telescópica con por lo menos 40 cm de largo.

La toma en la bobina L6 puede hacerse en el centro.

El segundo circuito, bastante más simple, en relación al número de componentes, utiliza un cristal (figura 6).

En este caso, tenemos un oscilador controlado por el cristal, que opera en 26.200kHz, o sea aproximadamente 1MHz abajo del canal para el cual debe ser sintonizado el transmisor.

Con la utilización del cristal tenemos la ventaja de obtener excelente estabilidad de funcionamiento, pero en compensación debemos fijar la frecuencia del transmisor en un único valor que no puede ser alterado.

En este circuito se tiene también la ventaja de usar sólo una bobina lo que sin duda simplifica el montaje y el ajuste.

La bobina está formada por dos debanados cuyas características son:

L1 - 15 vueltas de alambre 26 (0,4049 mm de diámetro) en horma de 3/8 de pulgada con núcleo de ferrite ajustable.

L2 - 2 ó 3 vueltas de alambre 26 sobre L1.

El ajuste debe hacerse para la obtención de mayor sensibilidad en la frecuencia del transmisor.

La alimentación de este conversor se hace con 3 pilas pequeñas conectadas en serie lo que corresponde a una tensión de 4,5V.

El transistor usado puede ser de cualquier tipo para RF como el BF494B, 2N2222, BF194, etc.

Los dos capacitores son cerámicos y el resistor de 1/8W. El montaje se hará en una pequeña placa de circuito impreso con todas las conexiones directas y cortas.

Conexión en los receptores

Los receptores portátiles no poseen normalmente terminales de antena y tierra.

En estos casos, el acoplamiento del conversor al receptor se puede hacer por medio de una o dos vueltas de alambre enrolladas sobre la caja del mismo, como muestra la figura 7.

En algunos casos, el lector deberá experimentar otros números de vueltas en el acoplamiento hasta obtener la mejor adaptación de impedancias entre los aparatos con lo cual será mayor el rendimiento del conversor.

Otra posibilidad de hacer el acoplamiento del conversor al receptor consiste en interconectar los polos negativos de las fuentes de alimentación y transferir la señal para la propia bobina de antena del receptor, como muestra la figura 8.

Un capacitor cerámico, de 10pF aproximadamente, aísla los dos aparatos de la polarización de los componentes. ✪

SEMICONDUCTORES Y TRANSISTORES

NOCIONES BASICAS

Leccion 3

Siguiendo con el curso de semiconductores, hablaremos, en esta lección, del diodo semiconductor y su comportamiento eléctrico. Veremos algunas ventajas y desventajas presentadas por este componente; hablaremos de algunos diodos especiales como el zener, y llegaremos, finalmente, al transistor. Se analizarán los tipos PNP y NPN en su principio de funcionamiento.

Por Aquilino R. Leal

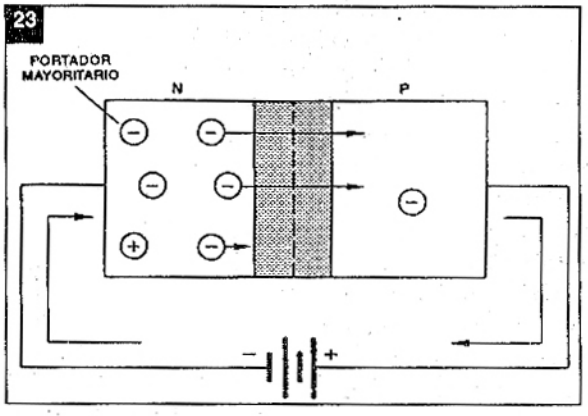
3. Diodo semiconductor - Juntura PN

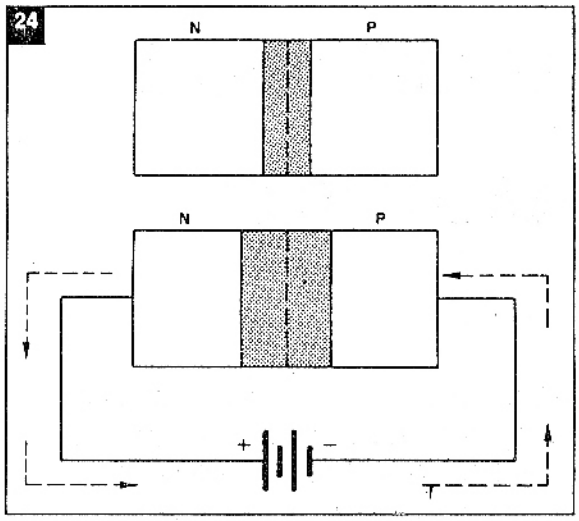
Si unimos sustancias del tipo P a sustancias del tipo N, se forma entre ambas una región neutra y aislante en cuyos extremos existe una diferencia de potencial que impide la prolongación del fenómeno de la difusión que tiende a igualar las concentraciones de los portadores.

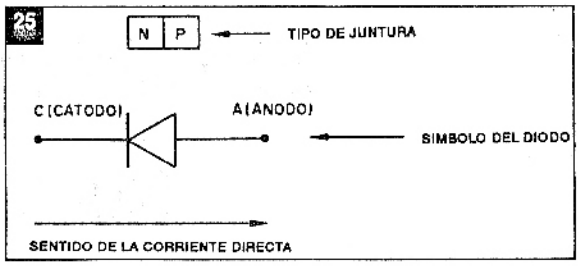
Una vez contenido el fenómeno de la difusión por la barrera de potencial, se puede polarizar externamente la mecionada juntura N-P de forma que la tensión aplicada se oponga a la de la barrera, o al contrario, que la aumente: en el primer caso, se denomina polarización directa y en el segundo, polarización inversa. La juntura N-P se dice que está polarizada directamente cuando se aplica un potencial negativo en la sustancia N y positivo en la P (N de negativo y P de positivo) de forma de contrabalancear el potencial existente internamente en consecuencia de la barrera de potencial. Cuando se polariza externamente el cristal N con potencial positivo y el P con potencial negativo, se dice que la juntura está polarizada inversamente porque está ayudando a la barrera de potencial impidiendo, todavía más, la realización de la difusión de los portadores.

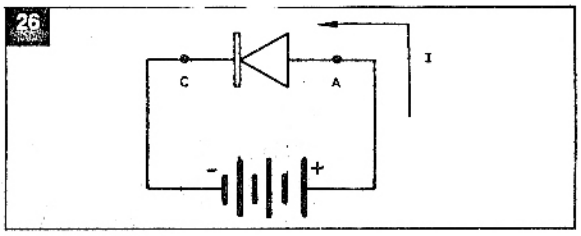
En la figura 23 se presenta una juntura N-P polarizada directamente, donde también se muestra el flujo de electrones que circula por el circuito así formado.

Como podemos notar en la figura 23, la juntura N-P se encuentra polarizada directamente y el campo eléctrico de la diferencia de potencial se encuentra en oposición al campo eléctrico interno, y tendremos una disminución en el ancho de la capa de carga espacial (o barrera). Con la disminución del ancho de esa capa disminu-









ye también la resistencia de la juntura, pasando a ser del orden de una a dos decenas de ohm (o menos) y con eso se da la continuación del fenómeno de difusión, pasando los electrones mayoritarios del cristal N al cristal P, siendo absorbidos por el borne positivo de la fuente de tensión; simultáneamente el borne negativo de la fuente repone a la región N los electrones perdidos, con lo que se mantiene la concentración de portadores y el fenómeno descripto de forma indefinida.

Evitamos comentar lo que sucede con las lagunas de la región P de la figura 23 porque, como se recordará, esas lagunas no existen; y en realidad, lo que circula son electrones en sentido contrario, aumentando la corriente.

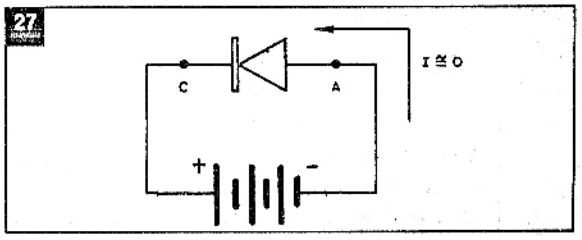
La circulación de corriente por una juntura N-P es tan intensa cuanto más se polariza directamente la misma; en la práctica se comporta como un conductor.

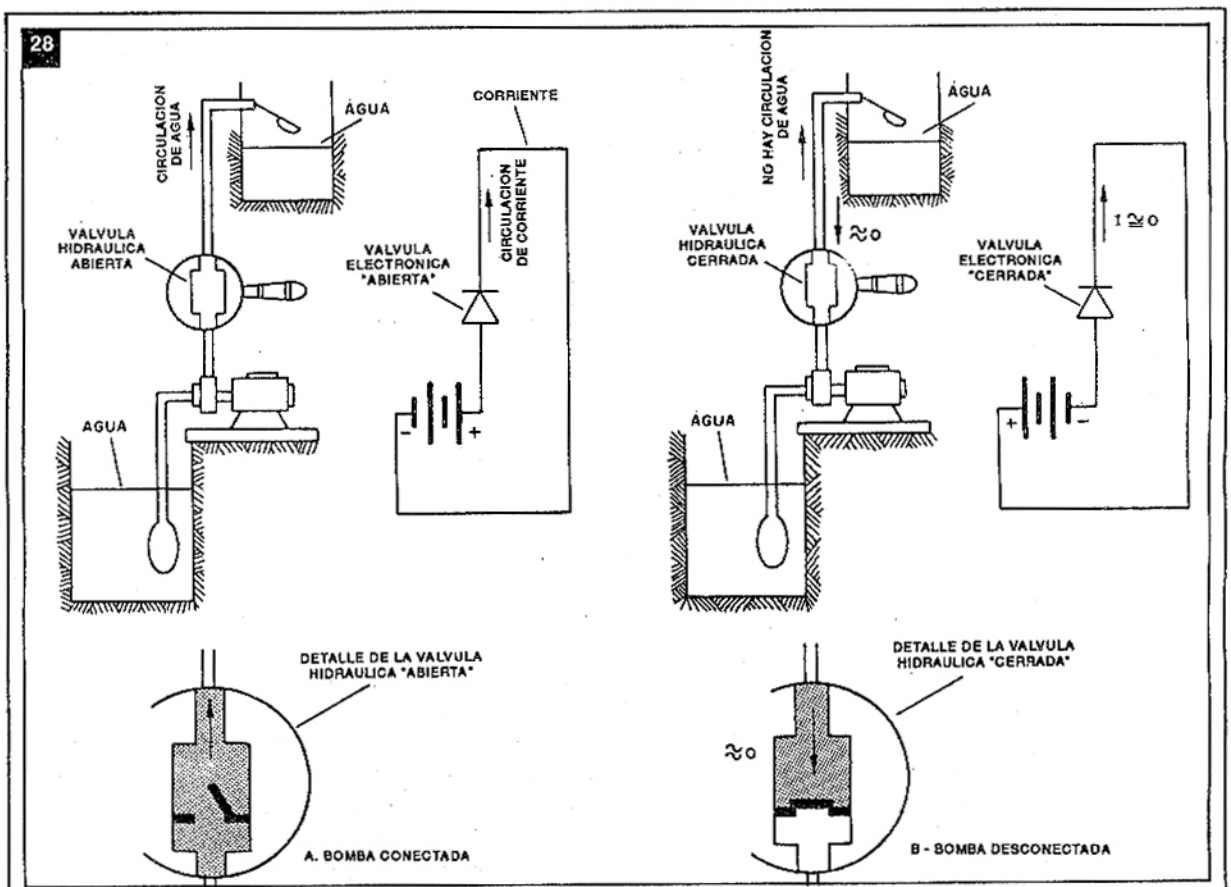
Para que tengamos una mejor visión de lo que es la polarización inversa observemos la figura 24 donde tenemos una juntura N-P sin polarización externa y la juntura N-P polarizada inversamente. En ambos casos se representan solamente los anchos de la barrera de potencial, pues el mecanismo de formación de éstas ya se expuso anteriormente.

Como podemos notar, hubo un ensanchamiento de la capa de carga espacial (barrera de potencial) con la aplicación de la polarización externa, y cuanto mayor sea esta polarización inversa más se ensancha la barrera de potencial, habiendo, como es lógico, como veremos más adelante, límites para esa tensión inversa. Como ya se dijo anteriormente, existe un campo eléctrico en el material, y al introducir una polarización inversa, estaremos aumentando tal campo, de modo de impedir la circulación de portadores mayoritarios, o sea, se impide, todavía más, la difusión de los portadores de ambos cristales.

Si bien, en principio, parece bastante lógico pensar que la polarización inversa no puede provocar la circulación de portadores, por reforzar la barrera de potencial, volviendo la región P más negativa y más positiva la N, resulta que este incremento repercute sobre los portadores minoritaros de las dos regiones, haciendo que los pocos electrones que tiene el cristal P, dada la gran tensión positiva de la sustancia N, se dirijan en dirección a ella, ocurriendo algo semejante con las lagunas (o agujero que se dirigen de la región N hacia la región P, y con eso se da formación a la débil corriente representada en la figura 24.

La juntura P-N cuando es polarizada inversamente se comporta como aislante, oponiendo una resistencia del orden de algunos centenares de kilo-ohms al pasaje de la corriente. Compare este valor con el de la resistencia ofrecida por la juntura cuando es polarizada directa-



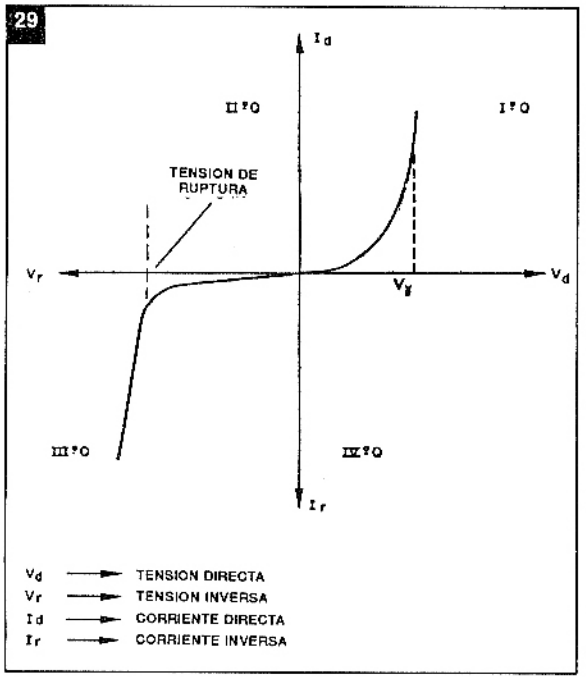


mente. En resumen tenemos lo siguiente: la juntura P-N se comporta como un conductor cuando es directamente polarizada, o sea, el positivo al cristal P y el negativo al cristal N, y como aislante cuando se aplica a ella una polarización inversa.

Debido a las características descriptas más arriba, la juntura P-N es utilizada para la rectificación de señales, recibiendo el nombre de diodo de juntura o simplemente diodo, cuyo símbolo aparece en la figura 25, además del sentido de la corriente directa; con todo es usual adoptar el sentido opuesto, o sea, el sentido representado por la flecha del símbolo del diodo. De ahora en adelante utilizaremos este último sentido.

El hecho de que el diodo se comporte como un conductor cuando es polarizado directamente (figura 26) y como aislante cuando es polarizado inversamente (figura 27), nos hace recordar las válvulas electrónicas del pasado, como la 5Y3, 5U4, 35W4, etc. (¡Que el lector no piense que el autor tiene más de medio centenar de años! Ocurre que desde temprano comencé a "jugar" con la electrónica, y me vi forzado a hacer los primeros montajes con las ya prácticamente superadas válvulas electrónicas).

Los lectores más nuevos podrán hacer una asociación entre el diodo semiconductor y la válvula hidráulica dispuesta en el caño de subida del agua del tanque cisterna al tanque de un departamento: esta válvula hidráulica no deja que el "peso" de la columna de agua del caño actúe directamente sobre la bomba elevadora, o sea, impide que esa agua del caño descienda. Pero al accionarse la bomba, la presión ejercida por el agua sobre la válvula, hace que esta última dé paso a la corriente de agua en el sentido de abajo hacia arriba, o sea, presenta baja resistencia al pasaje del agua, pero en cuanto se retira la "polarización directa" (bomba conectada) la válvula se cierra, gracias a la columna de agua, presentando alta resistencia al pasaje de electrones, quiero decir, agua. El croquis de la figura 28 intenta aclarar lo expuesto, haciendo una correspondencia con el circuito eléctrico utilizando el diodo.



Como dijimos, los diodos semiconductores sustituirían integralmente a las válvulas diodo, porque los primeros presentan innumerables ventajas sobre ellas, o sea:

- amplia reducción de dimensiones y peso;
- reducción de costo, pues los semiconductores se fabrican en grandes series, sin necesidad de la compleja elaboración que requieren las válvulas;
- el diodo en estado sólido no requiere filamentos ni precisa cierto tiempo para que pueda ejercer su función;
- la vida útil de los semiconductores es ampliamente mayor que la de las válvulas; no se agotan con el correr del tiempo como sucede con las válvulas;
- son sólidos y compactos, resistiendo mucho mejor las condiciones de operación en presencia de vibraciones, choques mecánicos, etc.

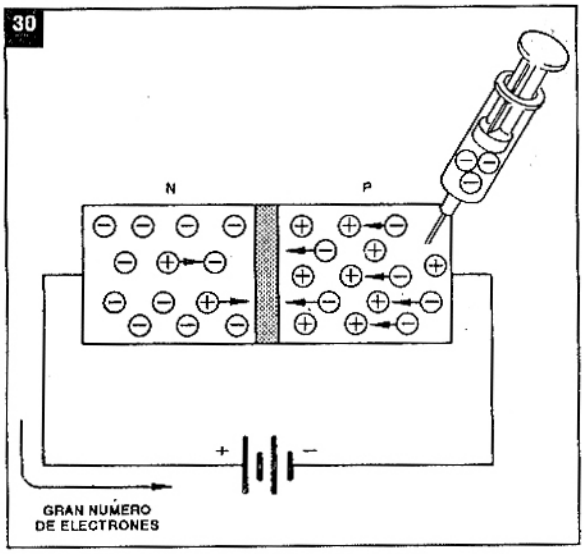
Como contrapartida, los semiconductores son muy sensibles a la temperatura y a la luz, aspecto que no debe importar demasiado porque las cubiertas que los contienen son totalmente opacas de forma de no dejar pasar la luz. Otro defecto es que el diodo semiconductor no debe considerarse un aislante tan perfecto como la válvula, pues deja circular una pequeña corriente inversa.

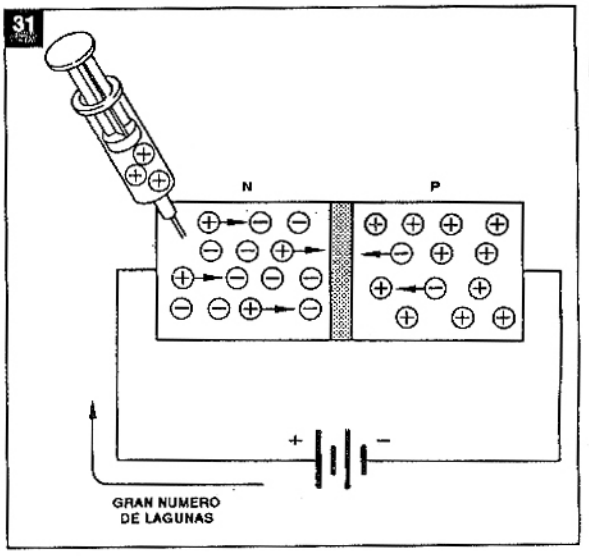
En la figura 29 tenemos representada la curva característica de un diodo con polarización directa (primer cuadrante) y reversa (tercer cuadrante). Esa curva tanto se aplica a los elementos de germanio como de silicio; con todo en polarización directa, el germanio sólo pasa a conducir cuando es sometido a una diferencia de potencial de por lo menos 300mV de promedio, mientras el de silicio exige un valor por alrededor de 600mV. Podemos notar por la curva (en polarización directa) que para pequeños valores de ud. casi no tenemos Id, pasando a circular corriente cuando alcanzamos las características de conducción del germanio (0,3V) y del silicio (0,6V) ya descriptas.

Nuevamente en relación a la curva característica de la figura 29 notamos que, en polarización inversa, para pequeños valores de tensión Vr la corriente Ir es aproximadamente constante, pudiendo ser considerada nula (el lector debe estar atento al hecho que son diferentes las escalas usadas en el primer y tercer cuadrante de ese gráfico cartesiano). Si aumentamos Vr hasta cerca de la tensión de ruptura, la corriente reversa no sufrirá incrementos sustanciales, pero al alcanzar la tensión de ruptura ocurrirá el efecto avalancha ("break down" en inglés) que explicaremos a continuación.

Como vimos anteriormente, la tensión inversa aplicada a la juntura hace que aumente la barrera de potencial y en consecuencia un electrón minoritario presente en esa región será acelerado al campo eléctrico. Con el aumento gradual de la tensión inversa, más y más electrones son acelerados, dando origen a nuevos electrones libres y a posteriores aumentos de corriente (vea figura 29, tercer cuadrante). Al elevarse la corriente, son liberados más portadores, estableciéndose un ciclo que culminará con la ruptura del elemento.

La corriente inversa (o reversa) que se origina en la juntura P-N al polarizarla inversamente es, como ya dijimos, prácticamente despreciable por lo menos a la temperatura ambiente y en la mayoría de las aplicaciones prácticas donde el diodo participa, por lo que podemos ignorar ese inconveniente así como el de la tensión de ruptura inversa, a no ser que el diodo use esta característica de polarización inversa para su funcionamiento, como ocurre con los diodos de referencia de tensión o simplemente diodos zener (estos diodos no serán analizados en este trabajo).





Transistor bipolar

La actuación de la mayoría de los semiconductores es resultado de las propiedades y del comportamiento de la juntura P-N, y el transistor bipolar no es excepción a esa regla: bipolar porque está básicamente formado por dos junturas P-N.

Cuando una juntura P-N es sometida a una polarización directa, se comporta como un elemento de baja resistencia, dejando pasar valores de corriente relativamente elevados debido a la recombinación de los portadores mayoritarios de los cristales N y P (figura 23).

Al polarizar inversamente la juntura P-N, se produce una diminuta corriente, prácticamente despreciable, originada por la recombinación de los portadores mayoritarios de ambos cristales (figura 24).

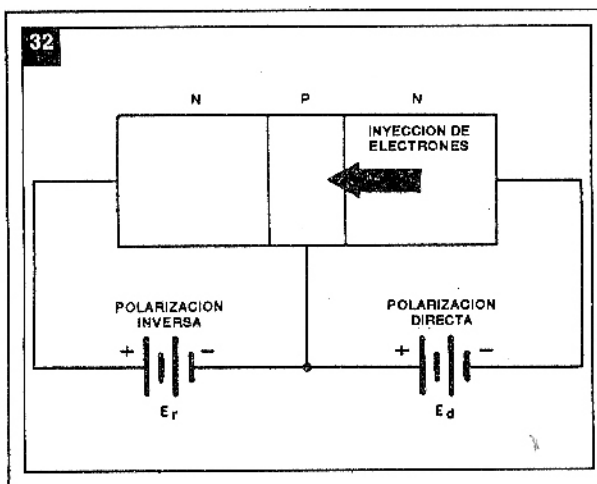
Si bajo las condiciones de la figura 24 fuera deseable alcanzar una considerable circulación de corriente, es necesario que la región P aumente considerablemente la cantidad de electrones que posee para poder enviarlos, en proporción adecuada a la región N. Como los electrones son portadores minoritarios en el material P, la única posibilidad de aumentar el contenido de los mismos sería inyectarlos desde el exterior como se ilustra en la figura 30.

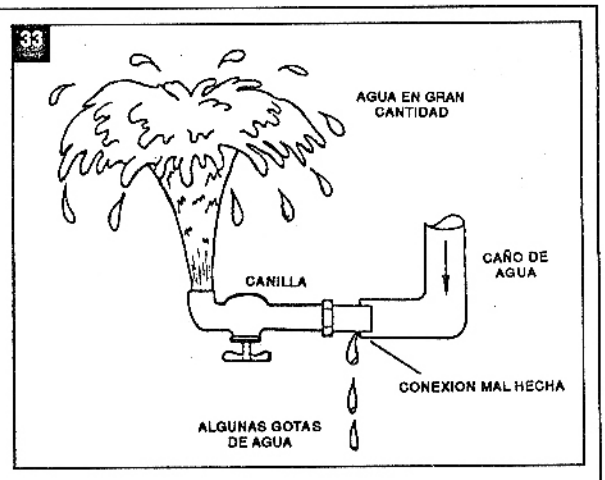
También inyectando lagunas en el material N se conseguirá un valor apreciable de corriente en el circuito de la juntura P-N inversamente polarizada, puesto que la región P se encontrará en codiciones de ceder gran cantidad de lagunas en dirección al polo negativo de la fuente al mismo tiempo que son compensadas en la región N. Esto se ilustra por la figura 31, donde se debe tener en consideración que al hablar de corriente de lagunas lo que verdaderamente ocurre es que hay circulación de electrones en sentido contrario.

La idea básica del transistor parte de la concepción de una corriente de portadores a través de la juntura P-N polarizada inversamente a través de la inyección de portadores minoritarios a una de las dos regiones de la juntura. Está claro que la inyección de estos portadores a través de una jeringa, como se ilustra en las figuras 30 y 31, no es muy recomendable ni práctica. Ya imagino, por ejemplo, una radio convencional provista de varias jeringas que tendrían que ser convenientemente accionadas por el radiooyente a fin de escuchar su programa favorito. Una "bombeada" de más o de menos de portadores y... ¡se perdería el final de un chiste o su canción favorita!

Es necesario, por lo tanto, buscar algo que sustituya la aludida jeringa, evitando los trastornos que causaría. Es lo que veremos en las próximas líneas.

Ahora, inyectar portadores minoritarios en una de las dos regiones de una juntura N-P es cosa relativamente simple: basta considerar otra juntura más N-P directamente polarizada para que la misma venga a proporcionar tales portadores minoritarios a la región en cuestión. Está claro que para esto basta considerar otra capa de cristal extrínseco dando formación a





otra juntura. La figura 32 intenta aclarar lo expuesto.

La obtención de los electrones que serán introducidos en la región P, (figuras 30 y 32), se consigue aumentando otra región N, la cual propicia una polarización directa que produce un fuerte pasaje de electrones para la región P como ya mencionamos anteriormente con bastante detalle.

De la figura 32 surgen dos preguntas importantes:

1° – ¿Por qué los electrones que circulan en la región N (región inyectora) hacia la región P no cierran el circuito a través de la fuente E_d, "prefiriendo" pasar hacia la otra región N más a la izquierda? Al fin de cuentas preferirán el camino más fácil que es a través de E_d, pues la otra región N tiene electrones de sobra que fatalmente rechazarán a los "pobrecitos" inyectados.

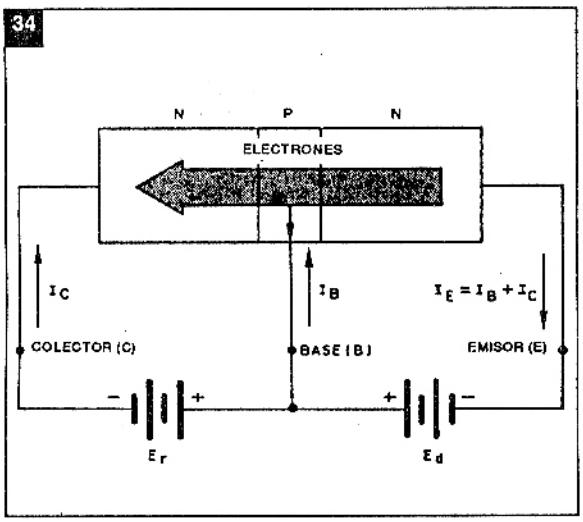
2° – ¿Cuál es la razón para diseñar la región P, en la figura 32, tan angosta en relación a las dos regiones N adyacentes?

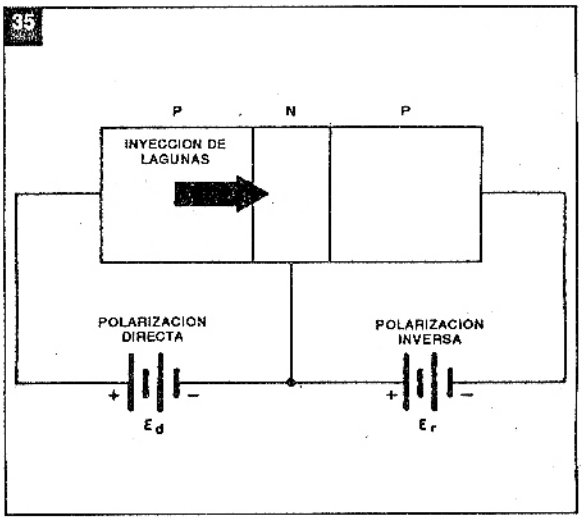
A decir verdad, existe una estrecha correspondencia entre esas dos preguntas y las mismas están relacionadas entre sí. ¡Y mucho! Los electrones inyectados en la región P continúan, en su mayor parte, en dirección a la región N, a la izquierda, y solamente un porcentaje del orden de 3 a 2%, o menos, se dirige en dirección a la fuente V_d debido, en primer lugar, al reducido ancho de la región P que sólo presenta una gran superficie de pasaje en dirección a la región N y muy pequeña en el sentido de E_d. El lector puede comparar este fenómeno con el que ocurre en una canilla convencional, la cual no se encuentra debidamente atornillada al caño de transporte de agua: al abrir la canilla, aunque esté colocada en la posición ilustrada en la figura 33, verificaremos que gran parte del agua saldrá por la canilla aunque tenga que vencer la barrera gravitacional, mientras que sólo algunas gotas de líquido pasarán por la unión canilla-caño, aunque no tengan que vencer el campo gravitacional; esas gotas tienen por delante un "campo" más "fuerte" que es la mala unión, aunque algunas gotas más "osadas" tengan un medio de huir y vencer la barrera de la unión, y ahí tenemos el goteo. Hechas estas consideraciones basta asociar la unión a la estrecha anchura de la región P, el caño de la canilla a la gran superficie de esa región, el campo gravitacional a la oposición ofrecida por los electrones de la región N más a la izquierda del croquis de la figura 32 y el caño de agua a la región N inyectora de electrones.

También en relación con las preguntas, tenemos que considerar que el campo eléctrico ofrecido por la fuente E_r es mucho mayor que el de la fuente E_d ($V_r > V_d$), atrayendo intensamente los electrones que recibe el semiconductor central.

Finalmente conseguimos producir una intensa corriente a través de una juntura N-P, inversamente polarizada, partiendo de una pequeña potencia disipada en una juntura directamente polarizada en que la tensión corriente y la resistencia interna son las menores posibles.

La región N encargada de emitir o propiciar los electrones recibe el nombre de emisor, la región central es la base y la región N que recolecta o recibe los electrones es designada como colector. El conjunto así formado es conocido por **transistor** y porque el conjunto mos-





trado por la figura 32 está constituido por dos cristales del tipo N intercalados por uno del tipo P (N-P-N) el transistor así formado es designado como transistor NPN.

La figura 34 identifica las corrientes en juego en el transistor NPN y se da una idea de la magnitud de los electrones involucrados en el proceso a través del ancho de las flechas.

Siguiendo el mismo sistema que el comentado para el transistor NPN, podemos inyectar agujeros (lagunas) en una juntura N-P inversamente polarizada, (vea la figura 31). Esa inyección de lagunas puede obtenerse mediante el agregado de otra región P tal como ilustra la figura 35: la juntura N-P a la derecha está polarizada inversamente y en su región N se inyectan portadores minoritarios (lagunas) por medio de la juntura P-N, a la izquierda polarizada directamente.

Debido a la reducida anchura de la región central (cristal N) y a la elevada polarización negativa en la región P más a la derecha (figura 35), la mayoría de las lagunas se dirige hacia esta última región, dando formación a una intensa corriente que circula por el conjunto, mientras el resto de las lagunas se dirige al terminal negativo de la fuente E_d, tal como se describió para el transistor NPN.

La única diferencia del conjunto mostrado en la figura 32 (transistor NPN) y el conjunto presentado por la figura 35 (transistor PNP) consiste en los portadores móviles, que en el primer caso son electrones y en el segundo son lagunas, debiéndose considerar que al ser éstas entes inexistentes, las corrientes involucradas son corrientes de electrones, tal como se muestra en la figura 36.

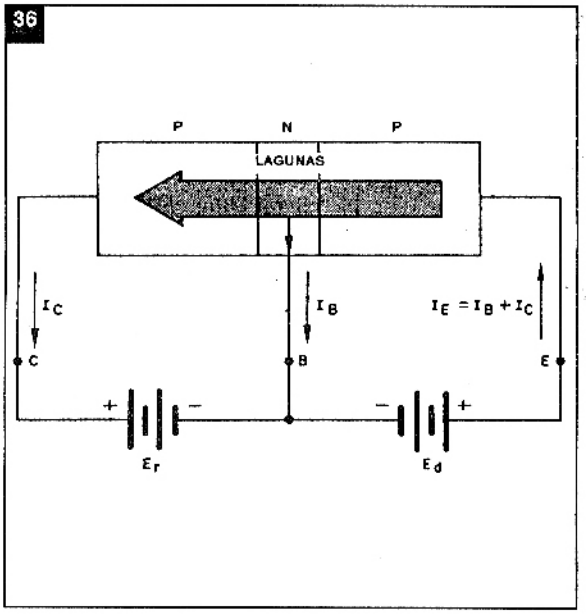
El par de junturas del croquis de la figura 35 o de la figura 36 caracteriza al transistor PNP, cuyos terminales, (tres), así como en el transistor NPN, reciben la designación: emisor, base y colector.

El símbolo de representación gráfica con el que se representan los dos tipos de transistores en los esquemas, aparece en la figura 37. En algunos casos se usa una simbología más simple, la cual consiste en omitir la circunferencia; la figura 38 muestra tal simbología. (¡Que el lector menos avisado no piense que se usan sólo estas dos representaciones gráficas para el transistor!)

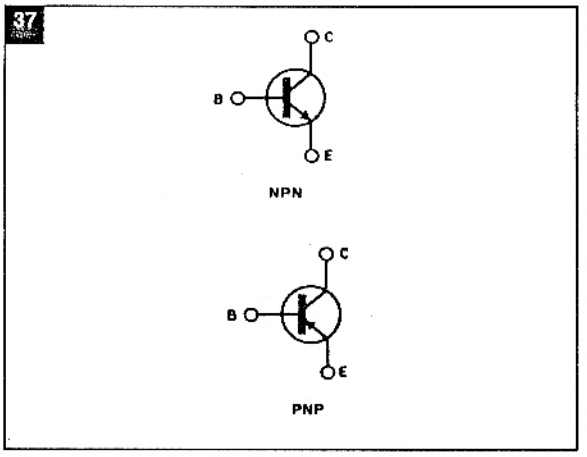
Obsérvese que la única diferencia entre el símbolo del transistor NPN y el PNP consiste en el terminal emisor: en el primero la flecha se dirige hacia afuera y en el PNP se dirige hacia adentro: le cabe justamente a esta flecha indicar el sentido de la corriente del emisor como veremos más adelante.

Para obtenerse el denominado efecto transistor, que será explicado a continuación, se hacen necesarios dos tipos de polarización externa: inversa entre la base y el colector, y directa entre emisor y base, por lo cual las polarizaciones requeridas por el transistor NPN y PNP son expuestas como muestra la figura 39. Es buena idea que el lector compare esta última figura con las figuras 32, 34, 35 y 36 y saque sus propias conclusiones en cuanto al sentido de las corrientes involucradas en cada tipo de transistor, así como las polarizaciones (corrientes técnicas).

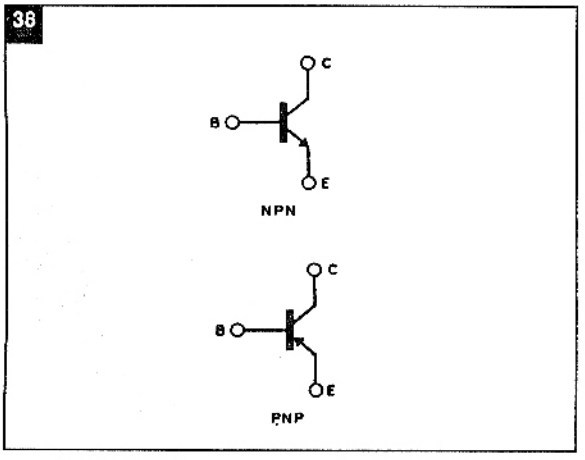
36



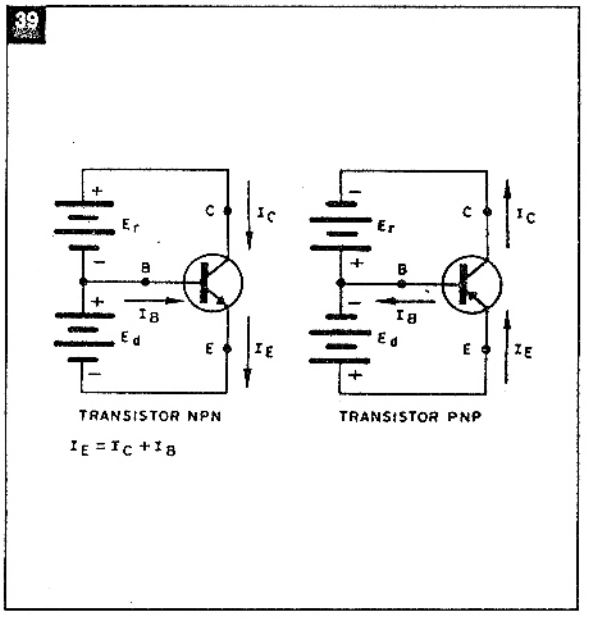
37



38



39



Vimos que tanto el transistor NPN como el PNP están constituidos por dos junturas N-P que se comportan como diodos semiconductores, una de las cuales se encuentra inversamente polarizada, pero se consigue que circule por ella una fuerte corriente al polarizar directamente, pero con valor muy inferior ($E_d << E_r$) a la otra juntura, circulando por ésta una débil corriente. El hecho de poder comandar una intensidad fuerte de corriente por intermedio de una corriente débil de comando, caracteriza el efecto transistor.

El efecto transistor es tanto más acentuado cuanto menor sea la intensidad de corriente a circular por la base, o sea, cuanto menor es el porcentaje de I_E (corriente de emisor) que se desvía hacia la base dando origen a I_B. Recuerde que siempre se cumple la igualdad $I_E = I_C + I_B$ y que al disminuir I_B aumentará I_C.

La potencia desarrollada en la salida del transistor, que es el colector, es relativamente grande por pasar una corriente de intensidad elevada por un circuito de resistencia interna elevada (recordar que una juntura base-colector se encuentra polarizada inversamente), mientras que para conseguir este resultado sólo fue necesario hacer circular una débil corriente en el circuito de entrada (juntura base-emisor) que posee pequeña resistencia interna y la potencia consumida puede ser considerada despreciable.

Es por este motivo que E_d es de valor muy inferior al de E_r. En el próximo número trataremos esto con más detalles. ✪

CONSULTAS TECNICAS SOLO POR CORREO

Estimados amigos lectores:

Debido a la cantidad de llamadas telefónicas de todo el país por consultas técnicas para solucionar problemas en circuitos, como así también la presencia de personas que vienen a hacer averiguaciones técnicas por artículos publicados en SABER ELECTRONICA mucho les agradeceremos que en lo sucesivo nos hagan el favor de escribir dando los detalles necesarios, si fuera posible, dibujar un esquema en los que figuren los componentes utilizados a fin de que sea estudiado por nuestro personal técnico, que se ocupará de buscar la solución apropiada para cada caso contestándola en esta sección. NO RESPONDEMOS CONSULTAS TECNICAS POR TELEFONO

Agradecemos anticipadamente su atención a este pedido.

Sr. E. Agosttinelli VENADO TUERTO (Sta. Fe)

Estimado amigo lector:

Desde ya estamos muy agradecidos por su atenta carta, y en cuanto a su observación, es verdad, los circuitos de ignición para el automotor no llevan fusible como lo indica el artículo de SABER ELECTRONICA Nº 1 en la página 54; quizás la explicación radique en que, como la nota no es de origen local, el autor se debió inspirar en algún circuito que sí lo emplee y del cual nosotros no estamos enterados.

Con respecto al "Medidor de Corriente Especial" de SABER ELECTRONICA Nº 37, el segundo alcance del instrumento es 200 mA y no 20 mA, como figura en la nota. Cabe aquí una: FE DE ERRATAS que hacemos efectiva de esta manera.

Sr. Carlos J. Núñez CORDOBA

Estimado amigo lector:

Somos concientes de que las bobinas empleadas en la mayoría de los proyectos de nuestra revista no se consiguen en el comercio, por tal motivo tratamos de dar la mayor información posible acerca de su construcción, en cada caso, para que el lector no tenga inconvenientes.

De todos modos, está en la habilidad y destreza del constructor, el conseguir los resultados esperados, ya que de no seguir las instrucciones al pie de la letra, es muy difícil armar lo que realmente hace falta.

En cuanto a antenas parabólicas le informamos que nuestro Depto. Técnico está preparando artículos que comenzarán a publicarse en unos 3 ó 4 números de SABER ELECTRONICA.

Sr. Horacio F. Vidal SAN FRANCISCO (Córdoba)

Estimado amigo lector:

Por supuesto que en el mercado existen textos integrados comentados, tal es el caso de "Circuitos Integrados para el hobista", "Más de 100 Aplicaciones con Amplificadores Operacionales", "1001 Circuitos con Semiconductores Comentados", " Circuitos Integrados en Radio y Televisión", "Sistemas Digitales con Circuitos Integrados", etc.

Sólo es necesario que se acerque a una librería técnica de su localidad y solicite catálogos de textos para que usted pueda elegir el que necesite.

Lamentablemente nosotros solamente podemos ofrecerle los que ofertamos en la sección "Libros".

Sr. Oscar A. Tarrío HAEDO (Buenos Aires)

Estimado amigo lector:

Con referencia a su consulta sobre el no funcionamiento del Multiplicador de Escalas para Miltimetro (SABER ELECTRONICA Nº18), no encuentro respuestas ya que no hay motivo para que no funcione.

Si es que funciona, pero fuera de rango, la sugerencia sería que chequee bien todos los elementos empleados en el montaje, ya que podría ocurrir que alguno estuviera fuera de tolerancia, pero, de igual modo debería modificar la escala original.

Ante una falta de respuesta, le sugiero que revise la operación realizada, ya que el circuito debe funcionar correctamente.

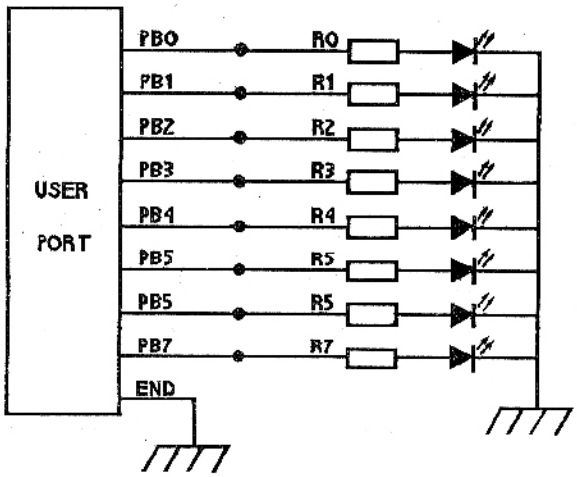
Sr. Marcos A. Benitez MORON (Bs. As.)

Estimado amigo lector:

Por supuesto, todo equipo generador de señales en la banda de Audiofrecuencias (20 Hz a 20.000 Hz) puede ser conectado a un amplificador para obtener, por ejemplo, efectos especiales. Así el sintetizador publicado en SABER ELECTRONICA Nº 36 puede ser empleado como generador de sonidos especiales a través de una consola mezcladora, llevando las salidas a los niveles del preamplificador que se va a conectar. Por ejemplo, con 10kohms y 200mV puede conectarse en la entrada AUXILIAR de un amplificador.

A los Usuarios de DREAN COMMODORE 64C

He aquí una importante aplicación para controlar el Port del Usuario de una computadora Drean Commodore 64C en-



R0 a R7= 10kohm
Led 1 a led 8: leds de colores comunes

```
"1ra Secuencia

10  POKE 56579,255
20  FOR T = 1 TO  5
30  FOR I = 0 TO 7
40  POKE 56577,2    I
50  FOR D =1 TO 100
60  NEXT D
70  NEXT I : NEXT T

"2da Secuencia:

80  FOR H = 1 TO 5
85  FOR A = 7 TO 0 STEP - 1
90  POKE 56577,2 A
100 FOR D = 1 TO 100: NEXT D
110 NEXT A
120 NEXT T
```

viada por nuestro lector Osvaldo Vega (de Charata - Chaco):

"Utilizaremos el DDR (Registro de Direcciones) que puede ser encontrado en la dirección hexadecimal $DD03 (56579). Esto le indica a la computadora que líneas serán usadas como salidas y cuáles como entrada. Se realiza a través de cada uno de los bits de la dirección. Si está en 0 indica entrada y si está en 1, salida.

Si ponemos un "1" en este registro a través de POKE 56579,1 pondremos la línea 0 de entrada; si efectuamos POKE 56579,255 todas las líneas serán usadas como salidas. En contraposición POKE 56579,0 todas las líneas serán usadas como entrada.

Luego de activar las líneas como salidas (POKE 56579,255) podemos enviar información hacia el exterior, en la dirección hexadecimal ($dd01).

Si ponemos POKE 56579,255 estaremos enviando todos unos hacia el exterior.

BUENO...pasemos al circuito. Utilizaremos sólo las 12 patas de abajo. De pb0 hasta pb7."

Explicación del programa:

10	Le decimos a la computadora que todas las líneas serán usadas como salida.
20	Cantidad de veces que se repetirá la secuencia.
30	La variable i selecciona una de las 8 líneas por donde se enviará, un uno al exterior, que prenderá un l.e.d.
40	A través del poke, enviamos el "1" al exterior.
50/60	Retardamos la ejecución del programa.
80	Iniciamos la 2da secuencia, que es la cantidad de veces que rep. la sec.
85	Esta secuencia está en sentido decadente, o sea del LED 7 al LED 0.
90	Observen que es lo mismo que en la línea 40
100/110/120	Retardo: Es para que se note el cambio de LED en LED... ¡SUERTE!

ESTE PROGRAMA ES ORIGINAL. LA PRIMERA SECUENCIA ES ASCENDENTE Y LA SEGUNDA EN SENTIDO DESCENDENTE. TRATEN DE MODIFICARLO. ¡AH! Y SI LO PUBLICAN LES MANDARE UN CIRCUITO ORIGINAL DE RESET.